tijdschrift van het

nederlands elektronica- en radiogenootschap

deel 44 - nr. 5/6 - 1979

nederlands elektronica- en radiogenootschap

NERG 1920 / 1980

Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap
Postbus 39, Leidschendam. Gironummer 94746 t.n.v.
Penningmeester NERG, Leidschendam.

HET GENOOTSCHAP

Het Genootschap stelt zich ten doel in Nederland en de Overzeese Rijksdelen de wetenschappelijke ontwikkeling en de toepassing van de elektronica en de radio in de ruimste zin te bevorderen.

Lidmaatschap

Voor lidmaatschap wende men zich tot de secretaris. Het lidmaatschap staat -behoudens ballotage- open voor academisch gegradueerden en hen, wier kennis of ervaring naar het oordeel van het bestuur een vruchtbaar lidmaatschap mogelijk maakt. De contributie bedraagt fl. 55,--.

Studenten aan universiteiten en hogescholen komen bij gevorderde studie in aanmerking voor een junior-lidmaatschap, waarbij 50% reductie wordt verleend op de contributie. Op aanvraag kan deze reductie ook aan anderen worden verleend.

HET TIJDSCHRIFT

Het tijdschrift verschijnt zesmaal per jaar. Opgenomen worden artikelen op het gebied van de elektronica en van de telecommunicatie.

Auteurs die publicatie van hun wetenschappelijk werk in het tijdschrift wensen, wordt verzocht in een vroeg stadium kontakt op te nemen met de voorzitter van de redactie commissie.

De teksten moeten, getypt op door de redactie verstrekte tekstbladen, geheel persklaar voor de offsetdruk worden ingezonden.

De abonnementsprijs van het tijdschrift bedraagt f 55,--. Aan leden wordt het tijdschrift kosteloos toegestuurd.

Tarieven en verdere inlichtingen over advertenties worden op aanvrage verstrekt door de voorzitter van de redactiecommissie.

DE EXAMENS

De door het Genootschap ingestelde examens worden afgenomen in samenwerking met de "Vereniging tot bevordering van Elektrotechnisch Vakonderwijs in Nederland (V.E.V.)". Het betreft de examens:

a. op lager technisch niveau: "Elektronica monteur N.E.R.G.";
b. op middelbaar technisch niveau: "Middelbaar Elektronica technicus N.E.R.G.".

Voor deelname, inlichtingen omtrent exameneisen, reglement, en uitgewerkte opgaven wende men zich tot het Centraal Bureau van de V.E.V., Barneveldseweg 39, 3862 PB Nijkerk; tel. 03494 - 4844.

OVERSAMPLING IN WAVEFORM CODING

Ir. L.D.J. Eggermont

Philips Research Laboratories
Eindhoven - The Netherlands

An overview is given of the consequences of using oversampling for the design and implementation of waveform coders and decoders. Relaxing the input and output filtering requirements is discussed as well as the minimization of the required quantizer accuracy.

As an example from the telecommunication area, the hardware structure is derived of an interpolating digital filter for A-law PCM. Incorporating an adaptation of time-efficient multiplication, it presents an architecture very well suited for single-chip LSI-implementation in a synchronous logic with 2- or 4-phase MOS technology.

Inleiding

De belangstelling voor analoog-digitaal-omzetting (A/D-omzetting) is de laatste jaren aanzienlijk toegenomen. Dit hangt samen met technologische ontwikkelingen die de belofte van goedkope A/D-omzetters inhouden. Maar meer nog vormt de opkomst van digitale technieken, en de daarmee gepaard gaande toenemende vraag naar A/D-omzetters, een belangrijke stimulans voor de verdere ontwikkeling van juist deze veelbelovende (halfgeleider-) technologieën. Bovendien heeft vooruitgang in de signaalbewerking er toe bijgedragen om problemen op te lossen die betrekking hebben op de bandbreedte, het dynamische gebied en de nauwkeurigheid van de benodigde elektronische schakelingen.

Het ontwerpen van A/D-omzetters is daarmee een discipline geworden die een grondige kennis eist van de toe te passen technologie en ook inzicht in de signaalbewerkings-eigenschappen van de schakelingen waaruit A/D-omzetters opgebouwd kunnenworden. Bovendien zal het dikwijls nodig zijn om het systeem te leren kennen waarbinnen de A/D-omzetter moet functioneren. Het gaat er dan niet alleen om te begrijpen hoe uit de eisen aan het systeem die aan de sub-systemen worden afgeleid, maar ook om het inzicht te verwerven hoe de eisen aan de verschillende sub-systemen (in beperkte mate) tegen elkaar kunnen worden uitgeruild om een aantrekkelijkere implementatie te verkrijgen.

In dit artikel beperken we ons tot één van de mogelijkheden voor een dergelijke uitruil bij de realisatie van zg. golfvorm-coders. We willen duidelijk maken welke overwegingen ten grondslag liggen aan het ontwerp van golfvorm-coders wanneer daarbij gebruik wordt gemaakt van overbemonstering. Daartoe zullen we eerst de karakteristieke kenmerken van golfvorm-coders bespreken, en vervolgens de consequenties van het verhogen van de bemonstrinsfrequentie boven de minimaal noodzakelijke waarde. Dit proces noemen we overbemonstering naar analogie met het Engelese begrip "oversampling". Aan de orde komen de gevolgen van overbemonstering voor de filtering, quantisering en codering zoals die bij golfvorm-codering plaatsvinden. Tenslotte zullen we één van de benodigde digitale schakelingen in detail uitwerken om te laten zien hoe uit het verkregen algoritme in formule-vorm een hardware-structuur is af te leiden die tot een aantrekkelijke LSI-implementatie voert.

Golfvorm-codering

Een bepaalde klasse van A/D-omzetters wordt golfvorm-coders genoemd. Deze klasse wordt gekenmerkt door het criterium dat gebruikt wordt om de kwaliteit van een A/D-omzetter te beoordelen. Dit criterium is de nauwkeurigheid (in nog nader te definiëren zin) waarmee het oorspronkelijke signaal als functie van de tijd gereconstrueerd kan worden uit de reeks monsters die ervan genomen is. Het gaat dus om de getrouwheid van de overdracht van de golfvorm van het signaal. Dit in tegenstelling tot de "gewone" A/D-omzetter, die elke meetwaarde, onafhankelijk van andere meetwaarden, met een zekere absolute nauwkeurigheid moet converteren. Bij golfvorm-coders mag daarentegen ook gebruik worden gemaakt van het verband tussen de elkaar opvolgende meetwaarden dat samenhangt met de bandbreedte-begrenzing van het ingangssignaal. Signalen die met golfvorm-coders gedigitaliseerd worden zijn b.v. spraak-, muziek- en beeldsignalen. Het belang van golfvorm-coders wordt daarmee wel voldoende aangeduid.

Het meest gebruikte objectieve kwaliteitscriterium is de signaal/ruis-verhouding SNR. Deze geeft de verhouding aan tussen signaal-vermogen en ruis-vermogen, beide gemeten in dezelfde frequentieband. Met ruis, of nauwkeuriger uitgedrukt, met de totale vervorming e(t) duiden we het verschil aan tussen het gereconstrueerde signaal $\hat{x}(t)$ en het ingangssignaal $x(t)$

$$e(t) = \hat{x}(t) - x(t).$$

De signaal/ruis-verhouding SNR wordt gedefiniëerd als

$$SNR = \frac{\lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{t=0}^{T} x^2(t)dt}{\lim_{T\to\infty} \frac{1}{T} \int_{t=0}^{T} e^2(t)dt} \qquad (1)$$

Voor de SNR van discrete-tijd signalen geldt een overeenkomstige formule

$$SNR = \frac{\sum_n x^2(n)}{\sum_n e^2(n)} \qquad (2)$$

waarbij over alle n gesommeerd wordt en waarin x(n) en e(n) monsters voorstellen van resp. ingangssignaal en vervormingssignaal. In computersimulaties wordt dikwijls een SNR berekend over een beperkt aantal monsters waardoor meer van de structuur van het signaal zichtbaar wordt. Steeds moeten hierbij de beide signaalvermogens in dezelfde frequentieband gemeten worden. Dit is vooral bij overbemonsterde systemen van belang omdat daarbij dikwijls gebruik wordt gemaakt van een herverdeling van de beschikbare energie over de frequentie-as.

Bij de specificatie van systemen is het van belang om het verloop van de SNR als functie van het niveau van het ingangssignaal x(t) te geven b.v. voor sinusvormige of bandbegrensde ruissignalen. Als gesproken wordt over dé SNR van een systeem dan wordt steeds die waarde van de SNR bedoeld die hoort bij het maximaal toegestane ingangsniveau, dat als referentieniveau het 0-dB niveau genoemd wordt. Een tweede belangrijke specificatie betreft de afhankelijkheid van de SNR van de ingangssignaal-frequentie c.q.-spectrum.

De totale vervorming e(t) wordt veroorzaakt door een groot aantal verschillende foutbronnen, die zowel met de coder-structuur als met de implementatie ervan samenhangen. We zullen steeds aannemen dat deze foutbronnen onderling onafhankelijke fouten genereren, zodat het totale vermogen van de vervorming de som is van de bijdragen van elk der foutbronnen afzonderlijk. In de praktijk is deze aanname geldig gezien de grote verscheidenheid aan physische mechanismen die deze fouten veroorzaken. We hebben o.a. te maken met fouten afkomstig van frequentieband- en amplitude-begrenzing, met imperfecties in het bemonsteringsproces en met quantiseringsvervorming. Hierbij komen nog de fouten die in elektronische schakelingen kunnen optreden door allerlei structuur- en componentgebonden eigenschappen. We mogen de signaal/ruisverhouding SNR dus schrijven als

$$SNR = \frac{S}{\sum_{i=1}^{k} N_i} \qquad (3)$$

waarin S het vermogen van het ingangssignaal in een frequentieband aangeeft, en N_i de vermogensbijdrage ten gevolge van de i-de oorzaak, gemeten in dezelfde frequentieband. Aangenomen is dat er k onafhankelijke bronnen van vervorming meespelen.

Bij het ontwerp van een golfvorm-coder kunnen we dus de verschillende foutoorzaken afzonderlijk aanpakken en minimaliseren. Deze additieve eigenschap maakt het ook eenvoudiger om te overzien wat de gevolgen zijn van het tegen elkaar uitruilen van fouten b.v. ten behoeve van een goedkopere implementatie.

Golfvorm-coders kunnen volgens verschillende signaalbewerkings-principes worden gerealiseerd, wat resulteert in een grote variëteit in bitsnelheid en complexiteit voor zulke coders: van de relatief eenvoudige delta modulatie(DM), pulse code modulatie(PCM) en differentiële pulse code modulatie(DPCM) tot de complexe sub-band codering en transformatie codering.

Voor wat de invloed van overbemonstering betreft kunnen we ons beperken tot de invloed op het elementaire deel van de A/D- (en D/A-)omzettingsproblematiek. Dit is voldoende omdat het gebruik van overbemonstering ook bij de meer complexe golfvorm-coders meestal beperkt blijft tot de eerste processing stap waarvan de A/D-omzetting deel uitmaakt.

Het ontwerp van A/D-omzetters als golfvorm-coders

In een A/D-omzetter die als golfvorm-coder wordt ontworpen, komen steeds de volgende signaalbewerkingsfuncties aan de orde: het ingangssignaal wordt in bandbreedte begrensd, daarna wordt het bemonsterd en vervolgens gequantiseerd en gecodeerd. Dit is in figuur 1 getoond. Elk van deze signaalbewerkingen kan een oorzaak van vervorming zijn en kan dus een begrenzende factor vormen voor de kwaliteit van het gehele omzettingsproces. Bij

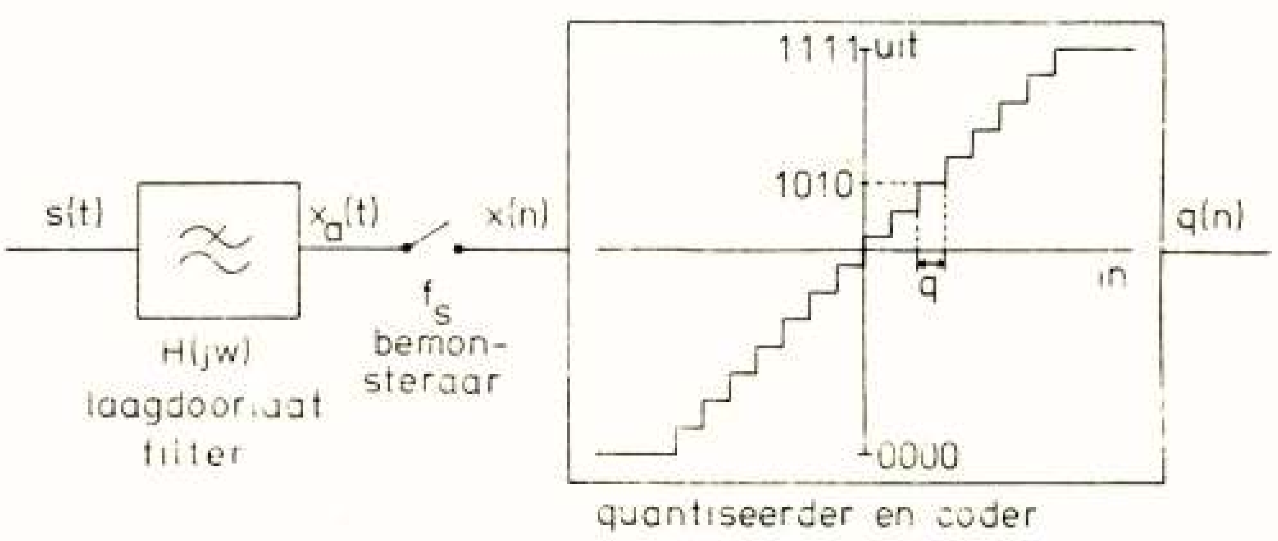


Fig. 1: signaalbewerkingen in een golfvorm-coder

het ontwerp worden eerst systematisch de verschillende foutoorzaken opgespoord en hun grootte, zo mogelijk, berekend. Meestal wordt in het ontwerp geprobeerd de grootte van de verschillende vervormingen ongeveer aan elkaar gelijk te houden. In feite gebeurt dit bij gebrek aan goede selectiecriteria die een andere onderlinge weging van fouten aanvaardbaar zou maken. Wordt van een golfvorm-coder geëist dat bij maximaal niveau van het ingangssignaal de som van de vermogens van alle, stel k, vervormingsbronnen P dB beneden dit ingangsniveau ligt, dan volgt uit het bovenstaande dat voor de effectieve waarde van elke fout $e_i(t)$ geldt dat deze minstens

$$P + 10^{10} \log k \;\; \text{dB}$$

beneden het maximum ingangsniveau gekozen zal worden.

We bespreken in het volgende de belangrijkste oorzaken van vervorming en geven een afschatting van hun grootte. Factoren die betrekking hebben op de componenten waarmee elektronische schakelingen worden opgebouwd en die welke door een schakeling zelf worden geïntroduceerd, zullen we buiten beschouwing laten. We beperken ons tot de fouten die samenhangen met eigenschappen en/of afwijkingen van het ideale functionele gedrag van de filtering, bemonstering en quantisering.

Een eerste type vervorming wordt veroorzaakt doordat het laagdoorlaat filter $H(jw)$ aan de ingang een deel van het spectrum $S(jw)$ van het ingangssignaal $s(t)$ onderdrukt. Hierbij gaat informatie verloren die niet meer reconstrueerbaar is door navolgende processing van de overgebleven informatie. Deze fout zullen we daarom hier verder buiten beschouwing laten en we zullen ons concentreren op de reconstructie van het gefilterde signaal $x_a(t)$. Het belang van deze fout moet echter niet onderschat worden: het is b.v. deze vervorming die verantwoordelijk is voor wat euphemistisch "telefonie-kwaliteit spraak" genoemd wordt.

Het ingangsfilter $H(jw)$ is aanwezig om er voor te zorgen dat bij het eropvolgende bemonsteren voldaan wordt aan het bemonsteringstheorema. Dit stelt als voorwaarde, voor reconstructie van het oorspronkelijke signaal $x_a(t)$ uit de ervan te nemen monsters, dat bij bemonstering met frequentie f_s het spectrum $X_a(jw)$ van het continue-tijd signaal $x_a(t)$ voldoet aan

$$X_a(jw) = 0 \quad \text{voor} \quad |w| \geq w_s/2 \qquad (4)$$

Door het bemonsteren ontstaat het discrete-tijd signaal

$$x(n) = x_a(nT) \text{ met } T = 1/f_s,$$

waarvan de Fourier-getransformeerde $X(e^{jwt})$ gerelateerd is aan die van $x_a(t)$ volgens

$$X(e^{jwT}) = \frac{1}{T} \sum_{k=-\infty}^{\infty} X_a(jw + k.jw) \qquad (5)$$

Wordt aan voorwaarde (4) voldaan dan geldt

$$X(e^{jwt}) = \frac{1}{T} X_a(jw) \text{ voor } |w| \leq w_s/2,$$

zodat met een ideaal laagdoorlaat filter het oorspronkelijke signaal $x_a(t)$ te reconstrueren is. Er kan worden aangetoond [1] dat de gemiddelde kwadratische fout van het verschil tussen in- en uitgangssignaal geminimaliseerd wordt als in- en uitgangsfilter ideale laagdoorlaat filters zijn.

Aangezien ideale laagdoorlaat filters niet physisch realiseerbaar zijn, zal in de praktijk niet aan (4) voldaan worden. Uit (5) kunnen we zien dat er dan zg. vouwvervorming ("aliasing distortion") optreedt voor $|w| \leq w_s/2$ door de bijdragen in dit frequentie-gebied die afkomstig zijn van de termen in (5) waarvoor $k \neq 0$. In figuur 2 is dit in beeld gebracht waarbij voor het geval dat geen ingangsfilter gebruikt is, gestippeld de bij-

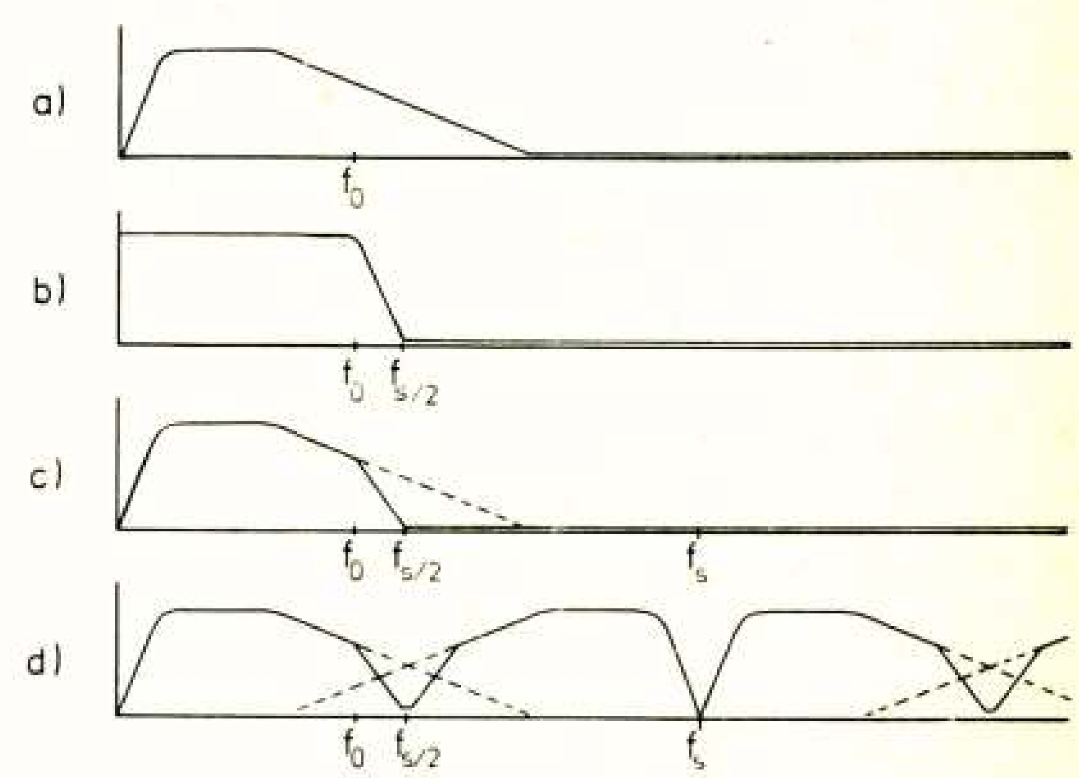


Fig. 2: a) ingangsspectrum $/S(jw)/$
b) filter-karakteristiek $/H(jw)/$
c) gefilterd spectrum $/X_a(jw)/$
c) spectrum $/X(e^{jwt}/$ na bemonstering

drage van $k = 1$ te zien is. Bijdragen van hogere k-waarden zijn meestal verwaarloosbaar.

Het vermogen van de vouwvervorming wordt gegeven door het vermogen van het ingangssignaal $x_a(t)$ van de bemonsteraar dat boven de halve bemonsteringsfrequentie ligt:

$$N_a = \frac{2}{\pi} \int_{\omega_s/2}^{\infty} |X_a(jw)|^2 \, dw \qquad (6)$$

Het zal duidelijk zijn dat dit vermogen beperkt zal moeten worden met behulp van het ingangsfilter $H(jw)$. Het ingangsspectrum $X_a(jw)$ van de bemonsteraar wordt verkregen door filteren van het ingangssignaal $s(t)$ met spectrum $S(jw)$, zodat geldt

$$X_a(jw) = H(jw).S(jw)$$

waarmee het vouwvervormings-vermogen N_a volgt als

$$N_a = \frac{2}{\pi} \int_{\omega_s/2}^{\infty} |H(jw)|^2 . |S(jw)|^2 \, dw \qquad (7)$$

Als nu de vorm van het ingangsspectrum S(jw) bekend is, dan kan met (7) berekend worden welk verband er bestaat tussen verloop en grootte van de sperdemping van het filter H(jw) en de grootte van N_a bij een gegeven f_s. Is nog het gewenste filtertype (Butterworth, Chebyshev, elliptisch) gegeven en het gewenste gedrag in doorlaat- en transitieband, dan is met (7) ook te berekenen welke orde het filter moet hebben als functie van f_s om een gegeven vermogen N_a niet te overschrijden. Hiermee ligt het ontwerp van het ingangsfilter H(jw) vast.

Bij de bemonstering wordt steeds uitgegaan van equidistante tijdstippen waarop monsters worden genomen. Door verschillende oorzaken kunnen echter afwijkingen van de gewenste periodiciteit optreden. Niet-perfecte equidistantie van de bemonsteringstijdstippen met een periodiek of willekeurig karakter uit zich als signaalvervorming. Naarmate hogere eisen aan de SNR gesteld worden, nemen ook de eisen aan de nauwkeurigheid van equidistantie van de bemonsteringstijdstippen toe omdat tijdfouten te vertalen zijn in amplitude-fouten en dus in SNR.

Een grove afschatting van de vereiste relatieve nauwkeurigheid verloopt als volgt: voor een sinusvormig signaal x(t) = A.sin wt komt een SNR van P dB overeen met een resolutie van ongeveer 1 op $2^{P/6}$. Bij maximale signaalhelling $Aw = 2^{P/6-1}w$ mag nu de amplitude-fout Δx ten gevolge van een tijdfout Δt niet groter zijn dan 1 op $2^{P/6+1}$ om de gewenste resolutie te behouden. Dus met

$\frac{\Delta x}{\Delta t} = 2^{P/6-1}w$ en

$\Delta x \leq 2^{-P/6-1}$ volgt

$\Delta t \leq 2^{-P/3}/w$ en de relatieve nauwkeurigheid

$\frac{\Delta t}{T} \leq 2^{-P/3}/(wT)$.

Om een reële afschatting te krijgen nemen we hierbij voor w een frequentie die de effectieve frequentie breedte van $X_a(jw)$ genoemd wordt [9].

Na de bemonstering wordt het discrete-tijd signaal x(n) gequantiseerd, dat wil zeggen dat het ook discreet in amplitude wordt gemaakt. Zoals in figuur 1 is getekend worden alle signaalmonsters x(n) die vallen binnen het gebiedje ter grootte van q, de quantiserings-stapgrootte, door hetzelfde discrete quantiseringsniveau q(n) voorgesteld. Hierdoor wordt een fout geïntroduceerd die quantiseringsfout genoemd wordt en die een volledig deterministisch karakter heeft. Het vermogen N_q dat met de quantiseringsfout van zo'n uniforme quantiseringskarakteristiek samenhangt wordt alleen bepaald door de quantiserings-stapgrootte q [1] en wordt gegeven door

$$N_q = q^2/12.$$

Hierbij is verondersteld dat het ingangssignaal zo fluctueert binnen het uniforme gebied van de quantiseerder en de quantiseringsstap q zo klein is dat voor de quantiseringsfout mag worden aangenomen dat deze gegenereerd wordt door een stationnair witte-ruis proces (en dus niet-deterministisch is), dat de quantiseringsfout niet met het ingangssignaal gecorreleerd is èn uniform verdeeld over het quantiseringsinterval.

In figuur 1 zien we ook nog dat er een ingangsniveau is waarvoor geldt dat alle erboven liggende signaalmonsters met hetzelfde quantisatieniveau worden aangeduid, m.a.w. het signaal wordt begrensd. Dit type quantiseringsfout wordt begrenzingsfout genoemd. Als de quantiseerder een symmetrische karakteristiek en N quantiseringsniveaus heeft, dan is het grootste quantisatieniveau gelijk aan (N-1)q/2. Het vermogen N van de begrenzingsfout is dan te berekenen uit

$$N_c = 2 \int_{(N-1)q/2}^{\infty} (x-(N-1)q/2)^2 p(x)dx$$

waarin p(x) de symmetrische amplitude-verdeling van het ingangssignaal x voorstelt. We zullen er nu voor moeten zorgen dat de uitsturing van de quantiseerder door het signaal zodanig wordt gekozen dat een geschikt compromis wordt gevonden tussen het quantisatievermogen N_q en het begrenzingsvermogen N_c. Een bij de codering van spraaksignalen gebruikelijk compromis is het kiezen van een begrenzingsniveau ter grootte van 4 maal de variantie van de ingangssignaal-amplitude.

De quantiseringsniveaus worden gewoonlijk binair gecodeerd. Een codewoord van B bits maakt $N = 2^B$ quantiseringsniveaus mogelijk. Wordt de quantiseerder volledig uitgestuurd met een sinusvormig signaal dan leidt dit tot een signaal/quantiseringsruis-verhouding SQNR van

$$SQNR = 6B + 1,8 \text{ dB}.$$

Dit is de waarde die geldt bij volle uitsturing met een sinusvormig signaal dat, in verband met de bovenvermelde aannamen, in frequentie niet rationaal aan de bemonsteringsfrequentie gerelateerd mag zijn. Omdat het quantiserings-foutvermogen N_q onafhankelijk is van het ingangsniveau zal de SQNR met 6 dB afnemen voor iedere 6 dB afname in signaalniveau, net zolang als er aan de aannamen is voldaan. Voor lage signaalniveaus, b.v. bij een variatie van het signaal over minder dan 32 quantisatieniveaus zal correlatie tussen de quantisatiefouten gaan optreden. Omdat het totale quantisatie-

vermogen in grootte ongeveer constant is, treedt dan een uitruil op tussen foutvermogen met een witte-ruis spectrum en foutvermogen dat uit signaal-harmonischen bestaat. Bij het coder-ontwerp kunnen uit deze eigenschap extra eisen aan het te gebruiken aantal quantisatieniveaus ontstaan.

In het bovenstaande hebben we de belangrijkste vervormingsbronnen van een elementaire golfvorm-coder besproken en een schatting gegeven van de grootte van de vermogens die ze bijdragen aan het totale vervormingsvermogen. We gaan nu bekijken wat de invloed van overbemonstering is op dit gehele proces.

De toepassing van overbemonstering en zijn gevolgen

Overbemonstering is in golfvorm-codering traditioneel altijd toegepast omdat de ermee gepaard gaande toename van de correlatie tussen opvolgende monsters benut kan worden voor bitsnelheids-reductie in het transmissie- of opslag-kanaal. Het verwijderen van de redundantie in het overbemonsterde signaal leidt daarbij tot minder bits per monster. Ondanks het grotere aantal monsters per seconde blijft een netto bitsnelheids-winst over. Bij de codering van spraak kan deze meer dan een factor twee bedragen.

Wij willen het hier echter over een andere toepassing van overbemonstering hebben .Wij introduceren overbemonstering in de eerste plaats om moeilijk te realiseren nauwkeurigheids-eisen in het continue-tijd domein uit te kunnen ruilen tegen parameter-waarden in het discrete-tijd of in het digitale domein die om de een of andere reden eenvoudiger te beheersen en te realiseren zijn [2] . Dat wil zeggen dat overbemonstering voor ons een hulpmiddel bij de implementatie is waarvan naar buiten toe in de functionele eigenschappen niets merkbaar mag zijn.

Overbemonsteren toegepast in de elementaire golfvorm-coder van figuur 1 heeft consequenties zowel voor de signaalbewerkingen die vooraf gaan aan de bemonsteraar als voor die er op volgen. We bekijken eerst de invloed op het ingangsfilter.

Figuur 3 toont schematisch de verlichting van

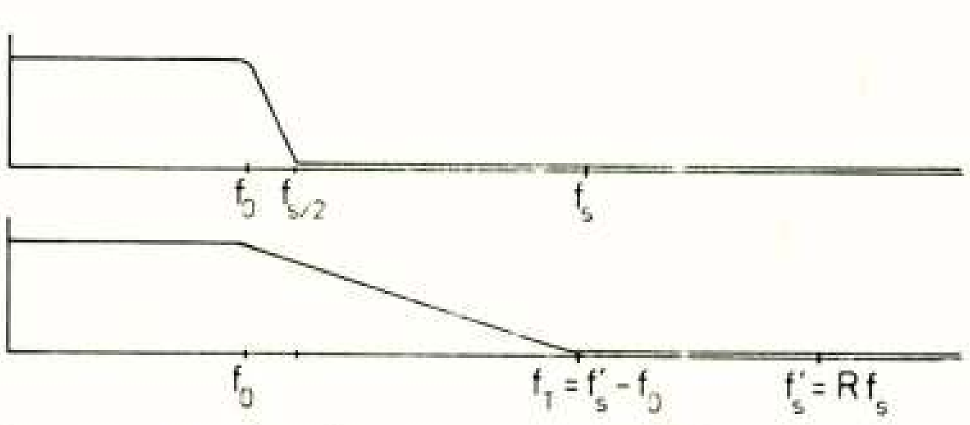


Fig. 3: verlichting van analoge filter-eisen door overbemonstering.

de analoge filter-eisen die met overbemonstering te bereiken is. Deze verlichting is uit te drukken in de afhankelijkheid van de orde van het analoge filter van de overbemonsteringsfactor R. De overbemonsteringsfactor R wordt gedefiniëerd als

$$R = f_s/f_N,$$

waarin f_s de gebruikte bemonsteringsfrequentie is en $f_N = 2f_0$ de minimaal noodzakelijke bemonsteringsfrequentie is die nodig is om een signaal met hoogste frequentie f_0 te kunnen reconstrueren uit de reeks monsters die er van genomen is. Een realiseerbaar laagdoorlaat filter wordt gekenmerkt door rimpels in de doorlaatband en sperband ter grootte van δ_1 resp. δ_2, een hoogste doorlaatband-frequentie f_0 en de transitie-verhouding $r = f_0/f_T$. Hierin is f_T de laagste frequentie waarbij de sperdemping wordt bereikt en waarvoor geldt

$$f_T = f_s - f_0.$$

Daarbij wordt aangenomen dat in de transitieband W_T,

$$W_T = f_T - f_0 = f_s - 2f_0,$$

vouwvervorming is toegestaan. Door deze gegevens is voor de bekende filter-typen de orde n volledig bepaald [3]. Bij een overbemonsteringsfactor R wordt de transitie-verhouding r gelijk aan

$$r = f_0/(f_s - f_0) = 1/(2R - 1).$$

Voor Butterworth filters geldt dat de filter-orde evenredig is met $1/\ln r$, en nu dus met

$$1/\ln(1/(2R-1)).$$

Voor Chebyshev en elliptische filters volgt resp. evenredigheid van de analoge-filter orde n met

$$1/\ln(2R-1 + 2\sqrt{R(R-1)}) \text{ en}$$

$$K(1/(2R-1))/K(\sqrt{1-1/(2R-1)^2}),$$

waarin K(.) de volledige elliptische integraal van de eerste soort voorstelt. Het verschil in evenredigheidsfactoren voor twee waarden van R geeft hierbij echter alleen bij benadering de verhouding van de benodigde filter-ordes aan. We moeten er nl. nog rekening mee houden dat de overbemonstering weer ongedaan moet worden gemaakt. En daarbij is een discrete-tijd of digitaal filter nodig in cascade met een bemonsteraar. We zullen daarom de doorlaatband-rimpel bij voorkeur gelijkelijk verdelen over het voor- en het na-filter. Hierdoor wordt de orde van het analoge filter verhoogd. In welke mate dit het geval is volgt rechtstreeks uit de formules die de orde bepalen, zie [3] .

Ook de toegestane vouwvervorming wordt beïnvloed door de cascade-schakeling. Het is voldoende om te eisen dat de frequentieband van 0-f_0 Hz niet meer vouwvervormingsvermogen krijgt toegevoerd dan in de oorspronkelijke situatie. Dit houdt in dat het discrete-tijd of digitale filter aan de volledige oorspronkelijke sperdempingseis moet voldoen. Een digitaal filter zal er bovendien voor moeten

zorgen dat vouwvervorming ten gevolge van afrondingsruis in het filter en quantiseringsruis van de coder voldoende onderdrukt worden.

De verkregen mogelijkheid tot uitruil van continue-tijd tegen discrete-tijd filtering kan op verschillende manieren gebruikt worden. Het is mogelijk om de laagst mogelijke orde van het analoge voor-filter te kiezen, maar ook om een verdere stap te doen in het uitruilproces. Een deel van de verlaging van orde kan nl. worden opgegeven en uitgeruild tegen een verlaging van de nauwkeurigheid van de filter-componenten. Deze uitruil berust er op dat overbemonsteren niet alleen toestaat om de flanksteilheid van het filter te verminderen, maar ook om in plaats daarvan het begin van de transitieband naar een hogere frequentie te verleggen. Hierdoor kan de tolerantie op de componenten die de preciese ligging bepalen verlaagd worden. Het digitale na-filter moet dan over het algemeen wel aan zwaardere eisen voldoen omdat de sperbanddempingen van de twee filters niet meer over het gehele frequentie-gebied elkaar versterken.

Figuur 4 toont de twee mogelijke structuren voor een golfvorm-coder met overbemonstering. We zien dat ofwel een discrete-tijd filtering gevolgd door verlaging van bemonsteringsfrequentie aan de quantisatie en codering voorafgaat, ofwel dat een digitale filtering gevolgd door f_s-verlaging volgt na de quantisatie en codering. Welke van deze

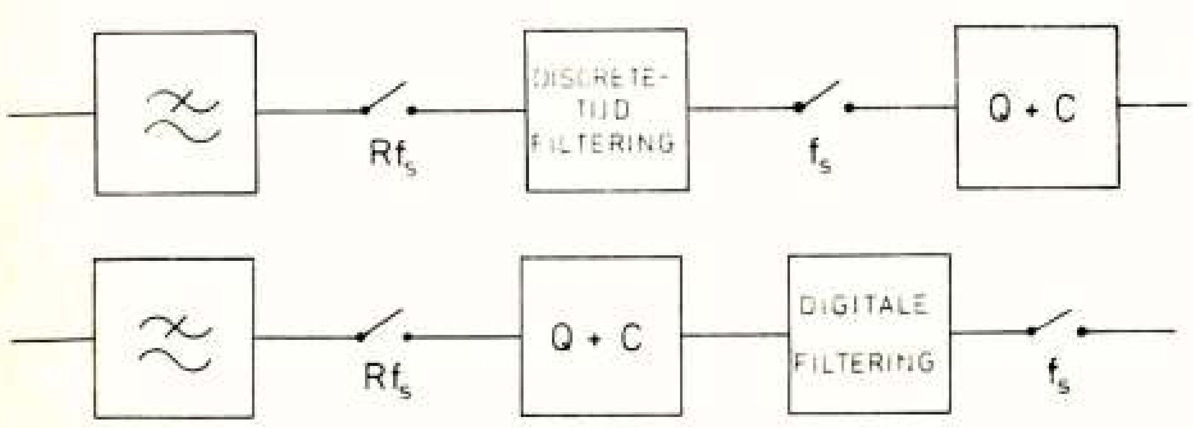


Fig. 4: structuren van overbemonsterde golfvorm-coder.

mogelijkheden gekozen moet worden hangt af van de toepassing en de verwachte technologische ontwikkelingen. Een belangrijke overweging kan ook zijn in hoeverre het gehele omzettings-proces in dezelfde technologie op één chip te realiseren is . Het is op dit moment niet te zeggen welke van de twee structuren de goedkoopste oplossing voor de lange termijn betekent. Op grond van de eigenschappen van digitale schakelingen is het echter wel duidelijk dat deze de voorkeur verdienen zodra hoge kwaliteitseisen gesteld worden.Wij zullen ons daarom tot deze structuur beperken. Daarvoor moeten we nu de invloed nagaan van overbemonsteren op quantiseren en coderen.

We hebben gezien dat van een uniforme quantiseerder het quantisatie-foutvermogen N_q gelijk is aan $q^2/12$. De grootte van dit vermogen verandert niet door overbemonsteren maar wel wordt het over een bredere frequentie-band uitgespreid. Zolang we aan de voorwaarden voor een witte-ruis spectrum voldoen zal in een vaste frequentieband het daarin aanwezige quantisatie-foutvermogen omgekeerd evenredig zijn met de overbemonsteringsfactor R: elke verdubbeling van R halveert het quantisatie-foutvermogen in die band. Omdat het signaalvermogen gelijk blijft en het quantisatie-foutvermogen met 3dB afneemt voor elke verdubbeling van R geldt voor de SQNR van een sinusvormig signaal bij het maximale signaalniveau waar nog net geen begrenzing optreedt

$$SQNR = 6.B + 1{,}8 + 3.\mathrm{ld}\ R \quad dB$$

waarin ld de logaritme met grondtal 2 voorstelt. Hieruit zien we welke mogelijkheden er met uniforme quantisatoren zijn om een gewenste SQNR te bereiken. Welke R in de praktijk gekozen wordt om met een kleinere B uit te kunnen, zal sterk afhangen van de toegestane complexiteit van de digitale signaalbewerking die nodig is om weer naar een lagere bemonsteringsfrequentie over te gaan. Het is juist deze complexiteit die er voor verantwoordelijk is dat nog steeds nieuwe mogelijkheden worden onderzocht om eenvoudigere quantisatoren toe te kunnen passen.

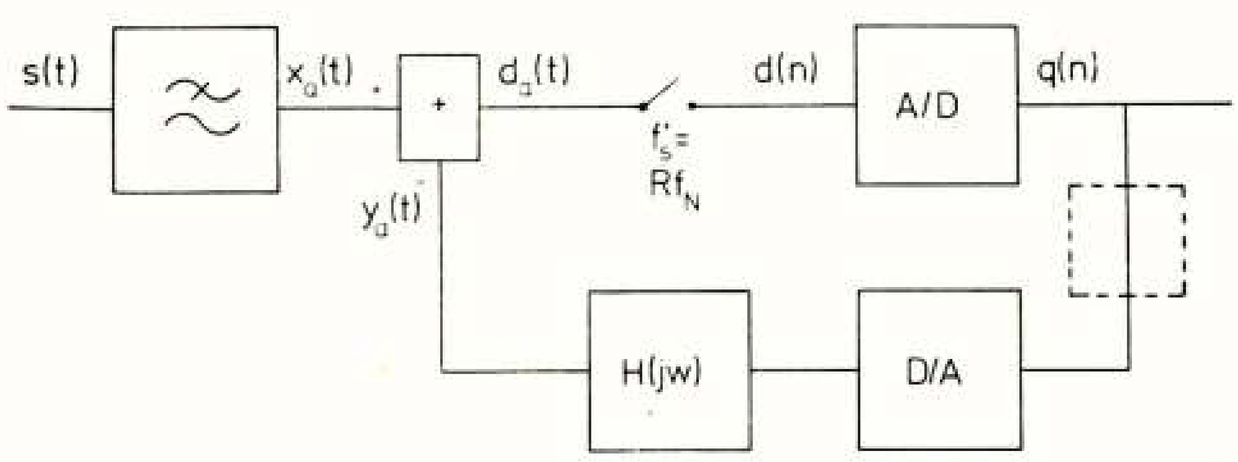


Fig. 5: differentiële golfvorm-coder.

Eén mogelijkheid om met eenvoudigere quantiseerders uit te kunnen, wordt verkregen door gebruik te maken van de door het overbemonsteren toegenomen correlatie tussen op elkaar volgende signaalmonsters. Het basis-schema voor een golfvorm-coder die hiervan gebruik maakt is gegeven in figuur 5. Hierin wordt het verschil tussen het gefilterde ingangssignaal $x_a(t)$ en zijn reconstructie $y_a(t)$ bemonsterd en gequantiseerd. De reconstructie $y_a(t)$ wordt verkregen door het digitale signaal q(n) na D/A -omzetting aan een (meestal) lineair netwerk H(jw) toe te voeren [4].

Het zal duidelijk zijn dat naarmate de ingangssignaal-helling kleiner wordt ten opzichte van de bemonsteringsperiode $1/(Rf_N)$, de maximale grootte

van het verschil-signaal $d_a(t)$ afneemt, en daarom met minder quantisatieniveaus discreet in amplitude te maken is. We kunnen dus met minder quantisatieniveaus toe naarmate R groter is. Het uiterste geval wordt hierbij gevormd door delta modulatie (DM), dat is een golfvorm-coder waarbij maar 2 quantisatieniveaus (B=1) worden gebruikt bij een $R \gg 1$. Differentiële pulse code modulatie (DPCM) is daarentegen een golfvormcoder waarbij meestal R maar iets groter dan 1 is en $B \gg 1$, hoewel alle tussenliggende combinaties ook zo worden genoemd.

Bij beide soorten golfvorm-coders met terugkoppeling kan ook het in figuur 5 gestippeld aangegeven aanpassings-mechanisme worden toegepast. Hiermee kan de versterkingsfactor van de terugkoppellus gevarieerd worden b.v. in afhankelijkheid van het over korte of lange tijd gemiddelde niveau van het ingangssignaal. Door een dergelijke adaptie regeling kan het te quantiseren signaal $d_a(t)$ binnen de uitsturingsgrenzen van de quantisator worden gehouden terwijl het ingangsniveau aanzienlijk kan varieren. Dit principe kan ook bij een uniforme quantisator worden toegepast. Zonder deze adaptie zal of R of B vergroot moeten worden om dezelfde ingangssignaalvariaties te kunnen opvangen. Dit leidt in beide gevallen tot een hogere bitsnelheid en daarmee tot een grotere complexiteit van de digitale signaalbewerkingen die er op volgen.

In sommige toepassingen kan het een nadeel zijn dat de differentiële golfvorm-coders van figuur 5 een frequentieafhankelijke uitsturingskarakteristiek vertonen en daarmee een SQNR die van de ingangssignaal-frequentie afhangt. Dit kan echter gecorrigeerd worden door het ingangssignaal aan de uitsturingskarakteristiek aan te passen door de overdrachtsfunctie H(jw) tussen de verschilschakeling en de bemonsteraar op te nemen [5]. Dergelijke systemen krijgen het voorvoegsel sigma, dus bv. sigma delta modulatie.

De signaal/quantiseringsvervorming-verhouding SQNR hangt bij differentiële golfvorm-coders behalve van de overbemonsteringsfactor R en het aantal quantisatieniveaus 2^B ook af van de signaalbewerkingen in de locale decoder, dat is van de schakelingen in de terugkoppellus: de versterkingsfactor-regeling, de D/A-omzetting en het lineaire netwerk H(jw). Meestal streven we er naar de omzetting (decodering) van q(n) in een zo goed mogelijke benadering van het ingangssignaal $x_a(t)$ met een laagdoorlaat filter uit te voeren om het boven de signaalband gelegen quantiseringsruis-vermogen zo veel mogelijk te onderdrukken [6]. Daardoor is dan ook de meest gewenste overdrachtsfunctie van de terugkoppellus bepaald. Het ontwerpprobleem voor differentiële golfvorm-coders wordt het zo goed mogelijk benaderen van een ideaal laagdoorlaat filter in de terugkoppellus met in acht neming van de stabiliteitsvoorwaarden van de lus.

De meest bekende vormen van DM hebben een enkele of dubbele integrator als H(jw). Daarmee volgt uit [6] voor de maximaal bereikbare SQNR voor een signaal met een frequentie f in een bandbreedte $f_o = f_N/2$

$$SQNR = -11 + 30\ {}^{10}\log R + 20\ {}^{10}\log f_N/f \text{ dB}$$

voor enkele integratie. Voor dubbele integratie geldt

$$SQNR = -22,7 + 50\ {}^{10}\log R + 20\ {}^{10}\log f_N/f \text{ dB}$$

Verdere verfijningen kunnen nog tot hogere waarden van de SQNR leiden, terwijl het aanbrengen van een adaptieve regeling meestal gepaard gaat met een (klein) verlies in SQNR ten dienste van een uitbreiding van het gebied van te coderen signaalniveaus [7].

Bij het gebruik van differentiële golfvorm-coders moeten we bij het ontwerp van de eropvolgende digitale signaalbewerking rekening houden met de veranderingen die differentiële codering in het quantiseringsruisspectrum aanbrengt. Mogen we bij uniforme quantisatie het quantiseringsruisspectrum constant veronderstellen dit is bij DM niet meer het geval maar het loopt op naar de halve bemonsteringsfrequentie toe [8]. Figuur 6 geeft als illustratie hiervan het spectrum van het approximatie-signaal $y_a(t)$ van een adaptieve DM golfvorm-coder weer voor een 800 Hz sinusvormig ingangssignaal bij een f_s = 64 kHz bij gebruik van een dubbele integrator. Bij de digitale filtering

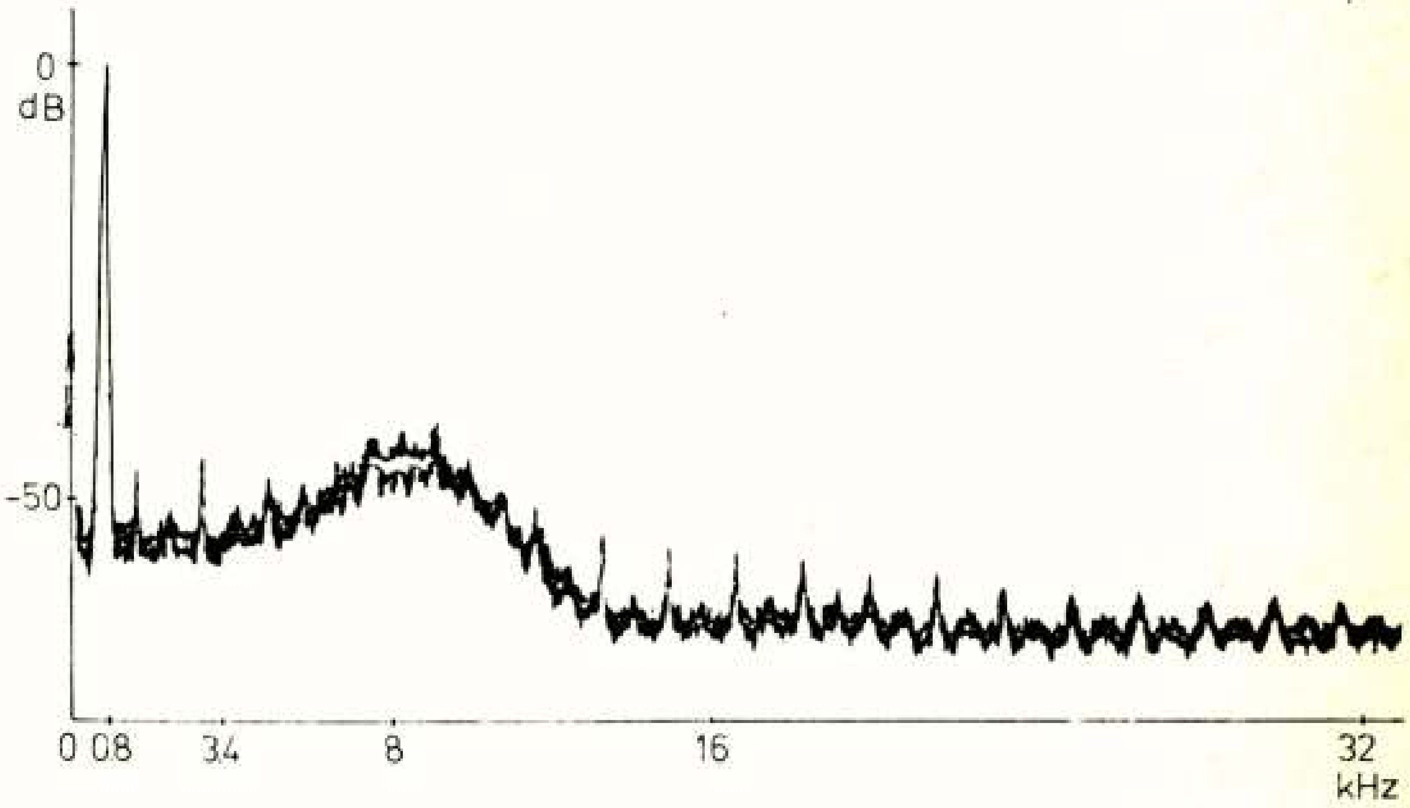


Fig. 6: approximatie-signaal spectrum van een ADM golfvorm-coder.

krijgen we er nu mee te maken dat de quantiseringsvervorming sterker dan bij uniforme quantisering onderdrukt moet worden om niet meer dan de toegestane hoeveelheid vouwvervorming te veroorzaken bij verlaging van de bemonsteringsfrequentie. Dit beïnvloedt de orde van het digitale filter dat hiervoor nodig is.

De complexiteit van de digitale filtering is

zodanig dat oorspronkelijk alleen de vereenvoudiging van de quantiseerder werd nagestreefd [9, 10, 11]. De uitbreiding tot de economisch belangrijke vereenvoudiging van de analoge voor-filtering is nu ook tot de realiseerbare mogelijkheden gaan behoren [2, 12] . Een uitgebreid artikel over de realisatie van een DM naar PCM omzetter in één enkele LSI-chip is te vinden in [13]. Voor een discussie van de factoren die de complexiteit en structuur van het digitale filter bepalen wordt dan ook naar dit laatste artikel verwezen.

Overbemonstering en golfvorm-decoders

We hebben bij de bespreking van differentiële golfvormcoders al gezien dat de functie van een golfvorm-decoder is een zo nauwkeurig mogelijke reconstructie $\hat{x}_a(t)$ van het oorspronkelijke ingangssignaal $x_a(t)$ uit de gequantiseerde monsters $q(n)$ met behulp van een laagdoorlaat filter.



Fig. 7: signaalbewerkingen in een golfvorm-decoder.

Daartoe moet dus een omzetting plaats vinden van een discrete-tijd in een continue-tijd signaal en tegelijkertijd moeten de binair gecodeerde woorden die dit discrete-tijd signaal vormen in een passende continue-amplitude representatie worden omgezet. Deze laatste operatie wordt door een D/A-omzetter uitgevoerd. Daarbij kunnen afwijkingen van de ideale quantisatie-niveaus bij de overgang van het ene in het andere domein geïnterpreteerd worden als extra toegevoegde quantisatieruis met een vermogen gelijk aan $q^2/12$, waarin q de gemiddelde fout is.

De belangrijkste eis aan de D/A-omzetter betreft zijn monotoniciteit omdat afwijkingen hiervan signaalgebonden vervormingen introduceren. Bij toepassing van een bemonster-en-houd schakeling na de D/A-omzetter kunnen deze zelfs weer als vouwvervorming in de band van 0 tot $\frac{1}{2}$ f_N gaan optreden. Het hangt van de schakeling van de D/A-omzetter af of de bemonster-en-houd schakeling nodig is om ongewenste signaalpieken te vermijden die ontstaan bij het veranderen van het aan de D/A-omzetter aangeboden signaalmonster $q(n)$. Daarom is deze schakeling gestippeld aangegeven in figuur 7.

Voor de nauwkeurigheid in de tijd waarmee aan de D/A-omzetter en ev. bemonster-en-houd schakeling nieuwe monsters $q(n)$ moeten worden aangeboden, gelden dezelfde eisen als besproken bij de golfvorm-codering.

Het spectrum van het signaal $q(n)$ dat aan de

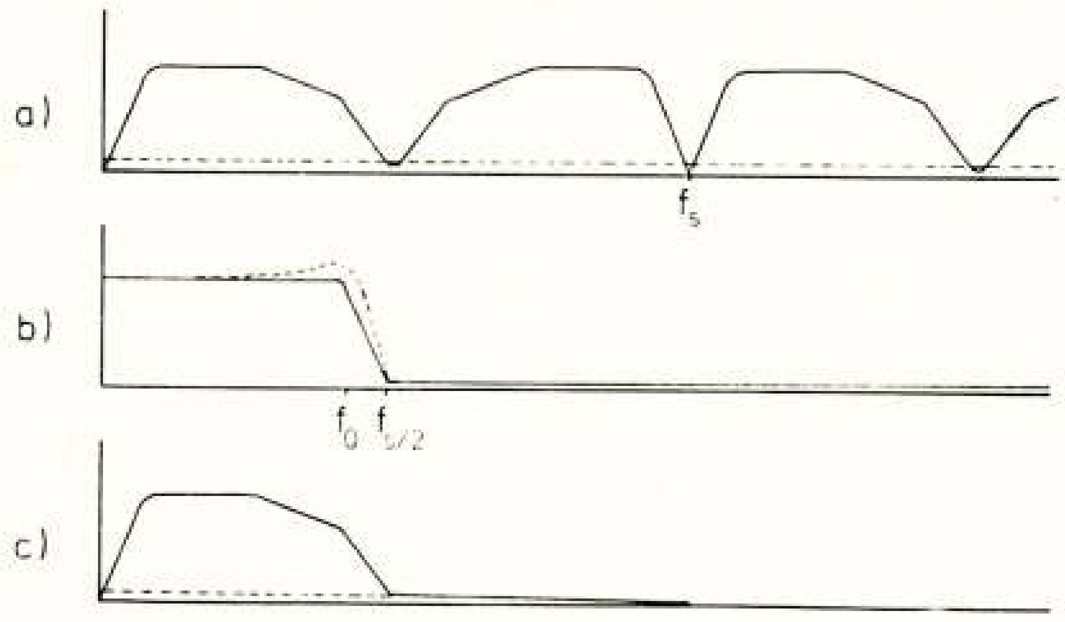


Fig. 8: a) aan D/A-omzetter aangeboden spectrum (gestippeld is het quantiseringsruis--spectrum getekend)
b) filter karakteristiek (gestippeld: compensatie van het houd-effect)
c) uitgangsspectrum van het filter

D/A-omzetter wordt aangeboden is getekend in figuur 8a. Het laagdoorlaat filter uit figuur 7 heeft tot taak om de spectrale herhalingen in voldoende mate te onderdrukken . Wat hierbij voldoende is hangt van de toepassing af: bij PCM codering van spraak met f_s = 8 kHz is onhoorbaarheid het criterium, bij digitale audio met f_s = 50 kHz mag de eindversterker niet overstuurd worden. De signaalvorm van de houd-schakeling geeft een zekere lineaire vervorming aan spectrale componenten beneden $\frac{1}{2}$ f_N. Bij het ontwerp van het laagdoorlaat filter kan daarmee al rekening worden gehouden als een vlakke overdrachtskarakteristiek van belang is.

Hoe kunnen we nu bij een golfvorm-decoder gebruik maken van overbemonstering en hoe kunnen we die realiseren? Figuur 9a laat nogmaals het spectrum zien dat aan de D/A-omzetter wordt aangeboden. Als we er in slagen een digitale filter-karakteristiek volgens 9b te maken die de oneven herhalingen van

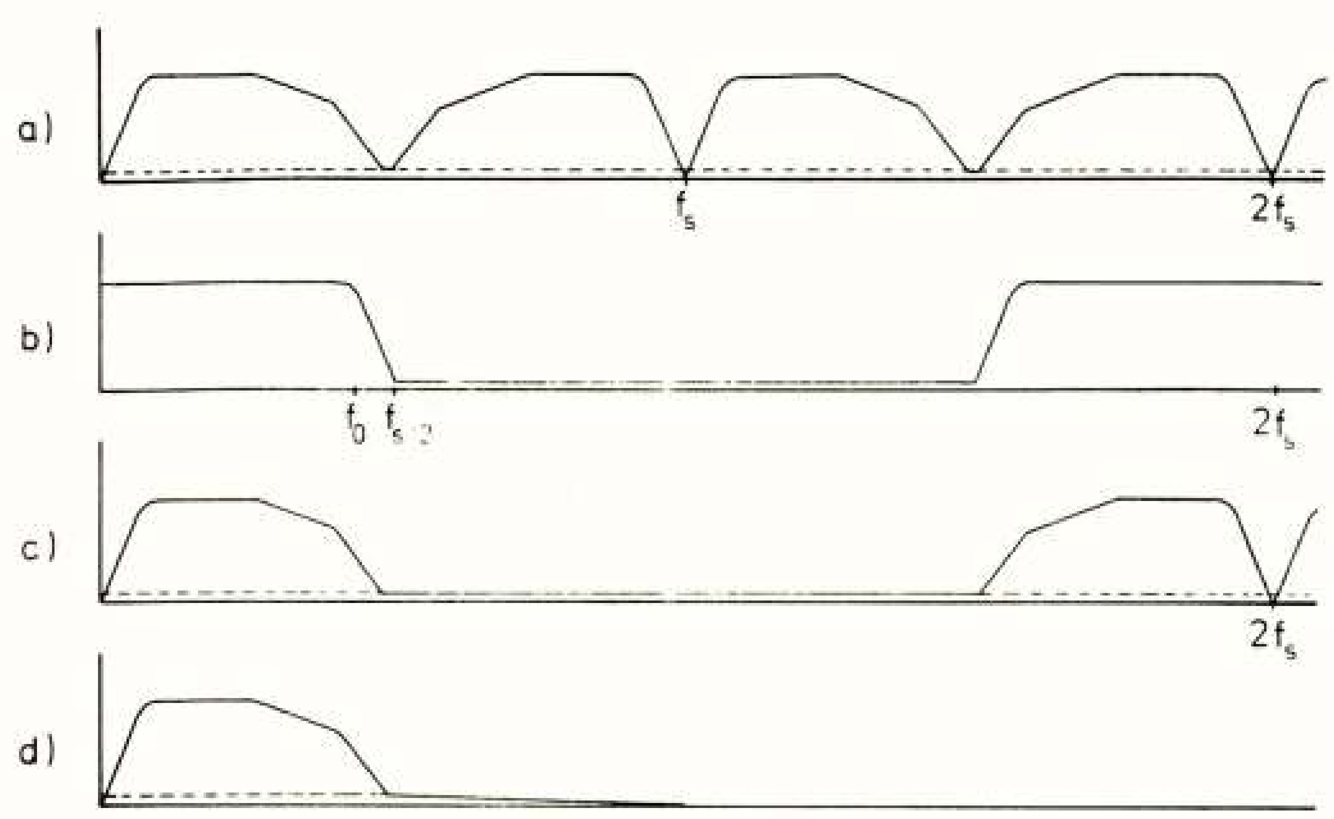


Fig. 9: a) aangeboden spectrum
b) overdrachtsfunctie digitaal filter
c) uitgangsspectrum van het digitale filter
d) uitgangsspectrum van het analoge na--filter

het oorspronkelijke spectrum onderdrukt, dan is het uitgangssignaal van dit filter een factor 2 overbemonsterd t.o.v. het signaal van 9a. Het resultaat daarvan is dat het oorspronkelijke signaal met een veel eenvoudiger analoog filter te reconstrueren is rade D/A-omzetting, zoals 9c laat zien.

De interpretatie van de werking van het digitale filter in het tijdsdomein is dat het één waarde interpoleert tussen elke twee bekende waarden van het ingangssignaal q(n). Hiervoor kunnen we bv. lineaire interpolatie gebruiken waarbij we een rechte lijn tussen de monsterwaarden trekken. Maar de demping van de spectrum herhalingen zal hiervan meestal onvoldoende zijn zoals figuur 10 laat zien.

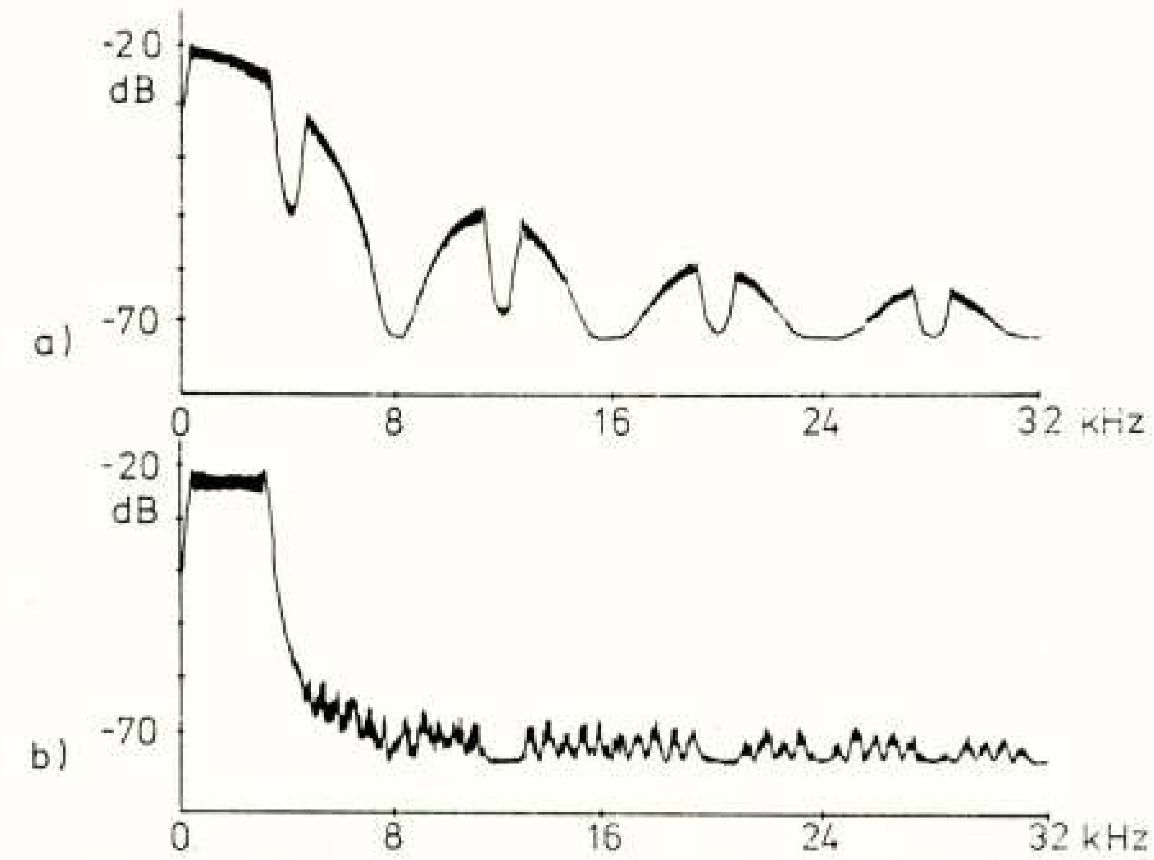


Fig.10: a) uitgangsspectrum van lineaire digitale interpolator

b) uitgangsspectrum van bandbegrensde interpolator

Een betere oplossing levert interpolatie op basis van de tijdsdomein formulering van het bemonsteringstheorema:

$$f(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} f(kT)\,\frac{\sin(\frac{\pi}{T}(t-kT))}{\frac{\pi}{T}(k-kT)}$$

Dit zegt dat een waarde van f(t) exact wordt verkregen door alle monsters f(kT) te convolueren met de impulsresponsie van een ideaal laagdoorlaat filter. Omdat de correlatie tussen de monsters van een signaal maar over een beperkte tijd significant van nul verschilt voor praktische signalen mogen we de reeks afbreken, meestal al na een tiental termen. Dit leidt tot een interpretatie als niet-recursief digitaal filter met een verzameling coefficient- of weegwaarden die bepaald wordt door het tijdstip van interpolatie in het interpolatie-interval tussen twee monsters in. Voor ieder interpolatie-tijdstip is er een karakteristieke verzameling filter--coefficienten. Alle verzamelingen voeren de weging op dezelfde monsters uit: we kunnen met een filterbank het interpolatie-proces uitvoeren.

Figuur 10 toont ook het resultaat van zo'n interpolatie-filter dat een 12 bits PCM signaal van 8 naar 64 kHz interpoleert met gebruikmaking van 12 monsters. Het ingangssignaal is een sinusvormig signaal dat van 200 - 3200 Hz gevarieerd wordt. Figuur 11 toont nog de spectra van het foutsignaal bij de lineaire interpolatie en de bandbegrensde interpolatie van figuur 10.

Is eenmaal een overbemonsterd signaal verkregen dan kunnen we weer dezelfde overwegingen laten gelden als bij de golfvorm-codering om een codeconversie naar een differentiële codering uit te voeren, nu echter om de benodigde D/A-omzetter minder analoge quantisatieniveaus te laten genereren

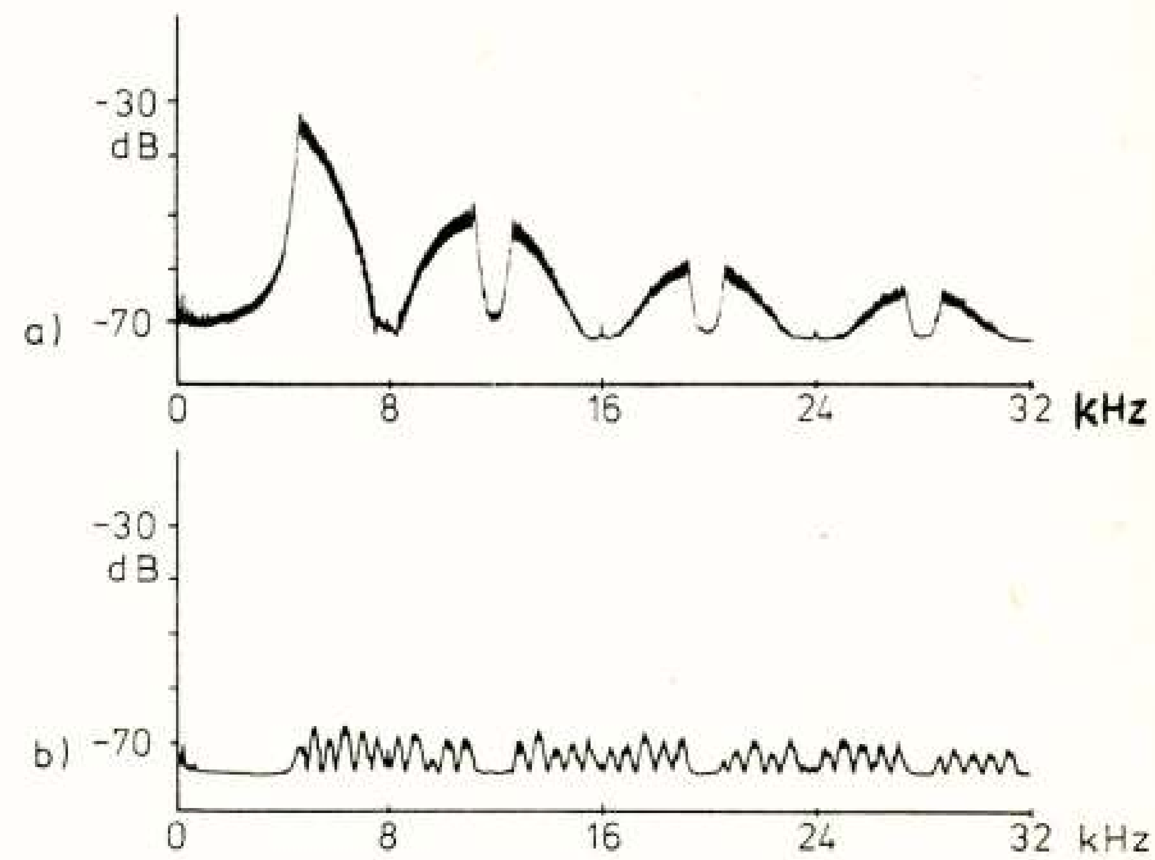


Fig.11: fout-spectra behorende bij fig. 10.

waardoor deze goedkoper te maken is. Figuur 12 toont de resulterende structuur. Deze code-conversie moet hierbij als een digitale signaalbewerking worden uitgevoerd, wat zekere implementatie-voordelen heeft. Over het algemeen gaat er echter een oplopend quantisatie-ruisspectrum gepaard met de differentiële codering waardoor de eisen aan het

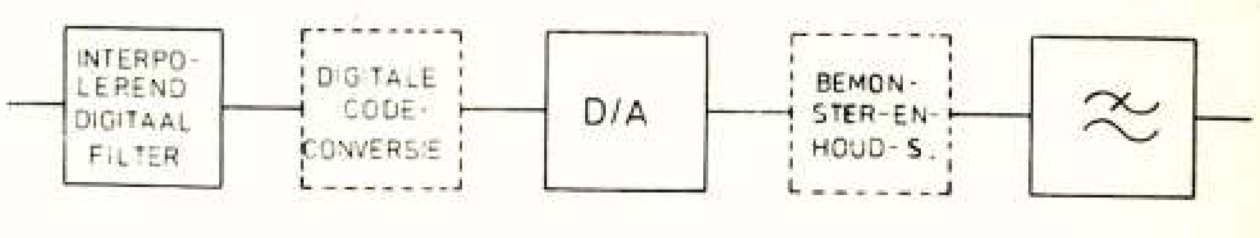


Fig.12: structuur van golfvorm-decoder met overbemonstering

analoge na-filter weer verzwaard worden. De keuze van een aantrekkelijk compromis zal hierbij vnl. door de toe te passen technologie bepaald worden.

Als we overbemonsteren van een digitaal signaal interpreteren [14] als het tussenvoegen van monsters met waarde nul gevolgd door een digitaal laagdoorlaat filter dat zich met de hoge bemonsteringsfrequentie periodiek herhaalt, dan zien we daaruit dat het quantisatievermogen hierbij niet

uitgespreid wordt. Daaruit volgt dat in de oorspronkelijke bandbreedte de SQNR gelijk blijft. Erboven kan het ruisvermogen verlaagd worden beneden het oorspronkelijke niveau door de keuze van de sperdemping van het interpolerende filter. Maar in het algemeen zal het dus niet mogelijk zijn om de D/A-omzetter met minder analoge quantisatieniveaus, en dus minder bits, te laten werken door het digitale signaal digitaal te overbemonsteren.

In het voorafgaande is getoond hoe de structuur van golfvormcoders en -decoders beïnvloed kan worden door het gebruik van overbemonstering. Eén van de schakelingen die hierbij nodig is, heeft zoals we gezien hebben als functie het verhogen van de bemonsteringsfrequentie en het onderdrukken van ongewenste spectrale componenten in het signaal met verhoogde bemonsteringsfrequentie. De praktische realisatie van een dergelijke digitale filter-schakeling wordt in het volgende besproken. Hierbij wordt in het bijzonder aandacht besteed aan het verkrijgen van een architectuur van deze digitale schakeling die realisatie op één chip in een LSI--technologie mogelijk maakt.

Hardware structuur voor een interpolerend digitaal filter voor A-wet PCM.

Een hardware structuur voor een interpolerend digitaal filter van het niet-recursieve type is ontworpen voor toepassing in het toekomstige digitale telefoonnet. De hiervoor relevante systeemparameters en hun grootte zijn ontleend aan de Recommendations G 711 en G 712. Dit zijn publicaties van de CCITT waarin de internationale standaarden voor PCM-transmissie systemen worden gespecificeerd. Van belang voor het ontwerp zijn de parameters die direct mede de overdrachtskarakteristiek van het benodigde digitale filter bepalen: signaalbandbreedte (300-3400 Hz), signaaloverdracht in de doorlaatband ($0 \pm 0{,}25$ dB) en de buiten-de-band signaalonderdrukking (beter dan 25 dB). De signaal/ruis-verhouding (hoger dan 33 dB over 30 dB inputvariatie) en idle-channel noise (beter dan -65 dBnOp) beïnvloeden rechtstreeks de in het filter te gebruiken woordlengtes. De bemonsteringsfrequentie (8 kHz) bepaalt mede de kloksnelheid en de hoeveelheid geheugen-ruimte om een gegeven filter-complexiteit te realiseren. Verder is nog gegeven dat het ingangssignaal gecodeerd is volgens de zg. A-wet.

Bij signaalcodering volgens de A-wet vindt bij de A/D-omzetting een signaal-compressie plaats zó dat de SNR over een aanzienlijk deel van het dynamische gebied ongeveer constant blijft. Een signaalmonster $x(n)$ wordt hierbij naar teken en grootte weergegeven door een codewoord $x_c(n)$ van 8 bits:

$$x_c(n) = \mathrm{sign}(x(n))./x_c(n)/$$
$$= \mathrm{sign}(x(n)).(p(n) + 16.s(n))$$

waarin:

$\mathrm{sign}(x(n))$ +1 of -1 is en het teken van $x(n)$, en dus ook van $x_c(n)$, voorstelt (wordt gecodeerd als de meest significante bit met 1 resp. 0),

$/x_c(n)/$ de modulus of grootte van $x_c(n)$ is,

$p(n)$ de positie op de compressie-karakteristiek aangeeft (de 4 minst significante bits van het codewoord), en

$s(n)$ het gebruikte segment of de quantiserinsstapgrootte van de compressie-karakteristiek voorstelt (gecodeerd met de 3 bits tussen $p(n)$ en $\mathrm{sign}(x(n))$).

Bij de expansie (tijdens of) voor de D/A-omzetting wordt een 8 bits signaalmonster $x_c(n)$ omgezet in een 13 bit(-equivalent) signaalmonster $x_e(n)$ met grootte

$$/x_e(n)/ = (p(n) + 16.a + 0{,}5).2^{s(n)-a}$$

waarin: $a = 0$ als $s(n) = 0$ en
$a = 1$ als $s(n) \neq 0$.

Het gedecodeerde signaal bevat nog spectrumherhalingen om veelvouden van de bemonsteringsfrequentie (8 kHz) heen. Om deze te verwijderen is een analoge na-filtering vereist. In deze toepassing in het spraakgebied blijkt een filter van de vijfde of zesde orde aan de eisen te voldoen. Het filter heeft dan een onderdrukking van meer dan 30 dB boven 4,6 kHz, terwijl de doorlaatband-rimpel tot minder dan 0,25 dB beperkt blijft. Om dit filter te kunnen vervangen door een tweede-orde filter moet de bemonsteringsfrequentie verhoogd worden tot minstens 32 kHz, terwijl daarbij een digitaal filter nodig is om de spectrum-herhalingen om 8, 16 en 24 kHz te onderdrukken met minstens 30 à 35 dB.

Voor dit interpolerend filter is een niet-recursieve structuur gekozen omdat deze een lineaire fase-karakteristiek kan worden gegeven waardoor bij het interpoleren alleen een amplitudefout en geen fase-fout ontstaat. Daarbij wordt wel een constante tijdsvertraging geïntroduceerd ter grootte van $(N+1)T/2$ resp. $(N-1)T/2$ sec, waarbij de filterlengte N even resp. oneven is en waarin T de bemonsteringsperiode van het uitgangssignaal voorstelt. Een dergelijke vertraging zal voor een volledig gedigitaliseerd telefoonnet toelaatbaar zijn omdat ze dan maar één keer per verbinding voorkomt.

Een tweede reden voor de keuze van een niet-recursief digitaal filter is de eenvoud waarmee in de implementatie gebruik kan worden gemaakt van het verschil in bemonsteringsfrequentie van de

ingangs-en de uitgangssignalen van de gehele schakeling. Hierdoor kan de rekensnelheid evenredig worden gemaakt met de (lagere) ingangsbemonsteringsfrequentie in plaats van, zoals gebruikelijk, met de uitgangsbemonsteringsfrequentie. Dit leidt dus tot een snelheidswinst en daarmee tot een aanzienlijke dissipatie-reductie.

Bovendien wordt door de keuze van niet-recursieve interpolatie de stabiliteits-, woordlengte- en overflow-problematiek van recursieve digitale filters vermeden.

De impulsresponsie van een niet-recursief digitaal filter, die de weegfactoren van de uit te voeren convoluties vormt, kan worden berekend uit de specificatie van de gewenste overdrachtskarakteristiek in het frequentie-domein. Een bekend computer-programma dat de (in Chebyshev zin) beste benadering geeft van een deelsgewijs-constante functie van de frequentie bij gegeven filterlengte N, is dat van Parks en McClellan [15].
Indien het gewenst is om in het filterproces de oorspronkelijke ingangsmonsters ongewijzigd te laten, dan kan een weegfunctie van geschikte vorm en duur worden toegepast op de impulsresponsie van een ideaal laagdoorlaatfilter. Een filterontwerpprocedure die specifiek is voor interpolerende filters wordt in [16] beschreven.

In het vervolg van dit artikel concentreren we ons op de structuur van de hardware van dergelijke algoritmes waarbij het ons er om gaat een oplossing te vinden die een zo klein mogelijk chipoppervlak combineert met een zo laag mogelijke dissipatie wanneer ze in synchrone logica met 2- of 4-fasen MOS technologie gerealiseerd wordt. Er wordt ook van uitgegaan dat de optimale systeemopdeling een realisatie eist waarbij het filter voor elk transmissie-kanaal afzonderlijk in zijn geheel, eventueel samen met andere functies voor dat kanaal, op één chip gemaakt wordt. Multiplexing van hardware voor verschillende kanalen komt dus niet voor. Verder is de beschikbare klokfrequentie een veelvoud van 8 kHz, maar niet groter dan 2,048 MHz, de klokfrequentie van het 32-kanaals eerste-orde PCM-multiplex systeem. Een beschrijving van de eigenschappen van dit type technologie is in [13] gegeven.

Structuur van de hardware

Een convolutie-algoritme kan op vele manieren gerealiseerd worden voor wat betreft de mate van complexiteit en benodigde kloksnelheid. Het eisen van een lage klokfrequentie leidt tot een hoge complexiteit, en dus groot chip-oppervlak, door de dan noodzakelijke parallele bewerkingen. Anderzijds wordt door een minimale hoeveelheid hardware een hoge kloksnelheid opgelegd aan de schakeling. Een gunstig compromis voor dit type algoritmen wordt verkregen door "time-efficient multiplication" [17] toe te passen. Dit is een methode van serie-parallel-verwerking waarbij een hercodering van de filtercoefficienten plaatsvindt zo dat een som van producten met het minimale aantal schuif-en-optel slagen wordt berekend. Vergeleken met de conventionele manier van schuif-en -optel vermenigvuldiging wordt bij niet-recursieve algoritmes een factor 3 à 6 in snelheid (en dus in dissipatie) gewonnen met deze methode, terwijl de benodigde opslagruimte voor de coefficienten nauwelijks toeneemt en soms zelfs afneemt. Een zeer belangrijk bijkomend voordeel is nog dat in de genoemde structuur alle besturingssignalen op eenvoudige wijze zijn te genereren door het volledige timing-diagram van het algoritme te combineren met de omgecodeerde coefficienten-opslag.

Ook bij A-wet PCM codering van het ingangssignaal kan het principe van tijd-efficiente vermenigvuldiging worden toegepast nadat de signaalmonsters geëxpandeerd zijn omdat een lineair filter nu eenmaal een uniform gequantiseerde input vooronderstelt. In het volgende laten we eerst zien tot welke structuur van de hardware tijd-efficiente vermenigvuldiging leidt en vervolgens op welke wijze de hoeveelheid hardware geminimaliseerd kan worden door de expansie-operatie te integreren in de filtering.

Tijd-efficiente vermenigvuldiging

In een niet-recursief digitaal filter wordt een uitgangsmonster y(n) berekend uit

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} a(k).x(n-k)$$

waarin zowel de coefficienten a(k) als de signaalmonsters x(n-k) uniform (lineair) gequantiseerde grootheden zijn die meestal in het binaire getalstelsel gecodeerd zijn. Zij kunnen in teken-en-grootte of complement-getal representaties worden voorgesteld. In ons geval is een teken-en-grootte representatie het meest geschikt voor de uitleg van het principe omdat ook de A-wet PCM op die wijze gecodeerd is. Modificaties omdat optellen en accumuleren vanwege hardware-besparingen meestal in 2's-complement plaatsvinden zijn elementaire toevoegingen en kunnen hier onbesproken blijven.

Schrijven we de signaalmonsters x(n) als

$$x(n) = sign(x(n))./x(n)/$$

en de coefficienten a(k) als

$$a(k) = \text{sign}(a(k)).\sum_{m=0}^{M-1} a(k,m).2^m$$

waarin:

sign(a(k)) is +1 of -1, gecodeerd als M+1-ste bit met 1 resp. 0, en

a(k,m) is 0 of 1.

Vullen we beide uitdrukkingen in de convolutie-som in dan volgt

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \text{sign}(a(k)).\text{sign}(x(n-k)).$$

$$.\sum_{m=0}^{M-1} a(k,m)./x(n-k)/.2^m$$

Elk van de N producten wordt verkregen uit de som van M deelproducten. De tekens van elk der M deelproducten zijn aan elkaar gelijk en worden gegeven door het product van de tekens van coefficient a(k) en signaalmonster x(n-k). Omdat a(k,m) 0 of 1 is, is een deelproduct gelijk aan 0 of aan de grootte van x(n-k) vermenigvuldigd met een macht van twee. Een dergelijke vermenigvuldiging b.v. met 2^m is eenvoudig uit te voeren door het binair gecodeerde signaalmonster over m bit-posities te verschuiven. De realisatie van zo'n woord-verschuiver op een chip is aantrekkelijk in de toe te passen technologie en kost relatief weinig chip-oppervlak zoals we in [13] hebben laten zien. Het verschuiven van een woord (signaalmonster) over m plaatsen gebeurt door het getal m als schuifadres aan te bieden aan de woordverschuiver. Omdat de a(k,m) filterconstanten voorstellen, weten we van te voren welke deelproducten 0 zullen worden. Door nu de woordverschuiver alleen die schuifadressen aan te bieden die horen bij a(k,m)'s die 1 zijn, wordt een tijd-efficiente vermenigvuldiging verkregen. Het schuifadres dat bij een bepaalde a(k,m) hoort is de exponent m van twee. We hoeven dus alleen maar het teken van een coefficient en een reeks exponenten op te slaan. Omdat niet alle coefficienten evenveel a(k,m)'s die 1 zijn bevatten is ook nog een aanduiding op te slaan dat een volgend signaalmonster nodig is voor de berekening van het volgende product.

Figuur 13 geeft het blokschema van een digitaal filter met tijd-efficiente vermenigvuldiging. De ingangsmonsters worden opgeslagen in een rondgekoppeld schuifregister of een random-access memory, de omgecodeerde coefficienten zijn in een read-only memory opgeslagen samen met besturingsinformatie die zorgt voor het periodiek innemen van nieuwe signaalmonsters (en ev. doorschuiven van de al aanwezige signaalmonsters) en voor de niet getekende afronding, uitlezing en ev. reset van de accumulator. De verschuiver kan een binair gecodeerd woord

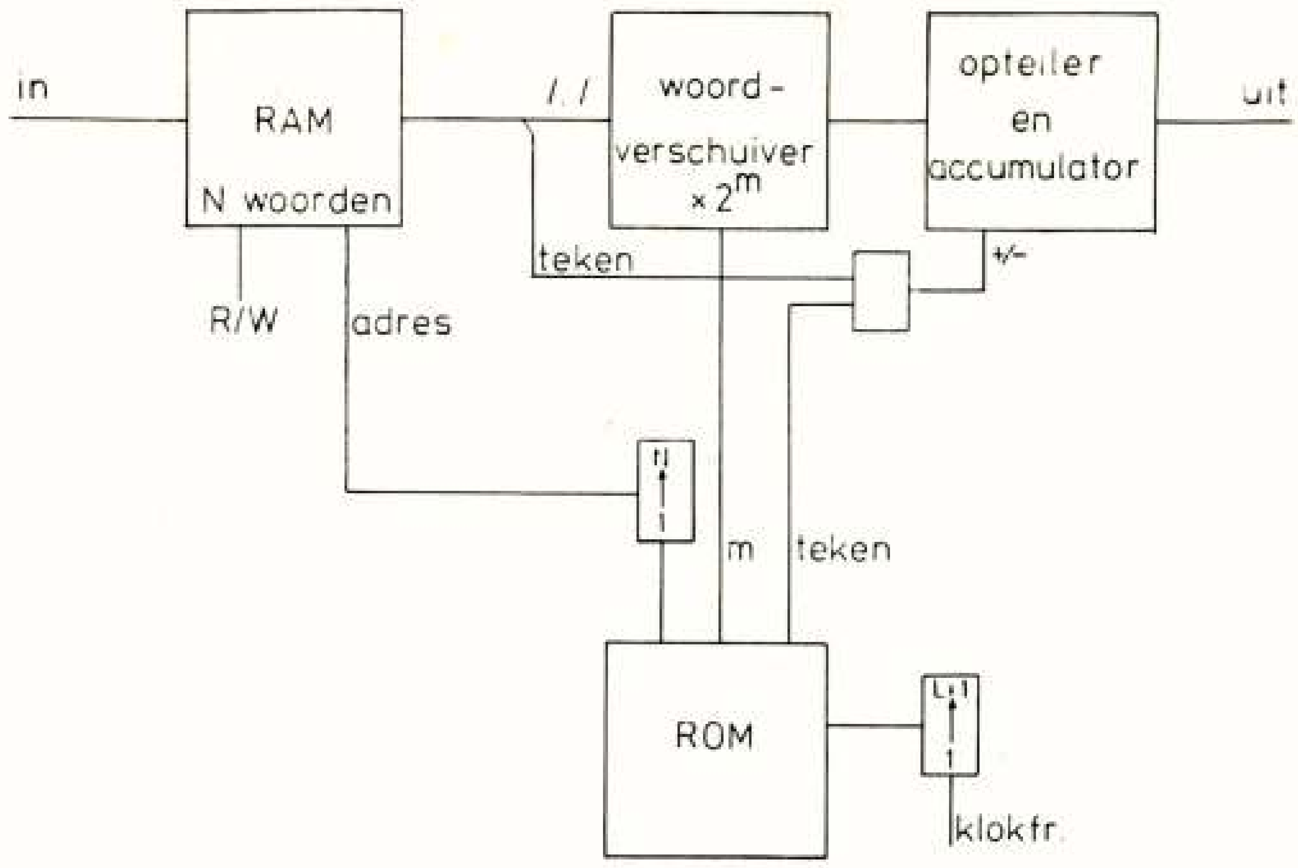


Fig. 13: hardware structuur voor een niet-recursief digitaal filter met tijd-efficiente vermenigvuldiging

in zijn geheel over een aantal plaatsen verschuiven en zo met een macht van twee vermenigvuldigen. De reeks verschoven woorden worden in de accumulator bij elkaar opgeteld. Het verloop in de tijd van het algoritme wordt gestuurd door de klok met frequentie $(L+1).f_s$, waarin

$$L = \sum_{k=0}^{N-1} \sum_{m=0}^{M-1} a(k,m)$$

het totale aantal enen in de impulsresponsie van het filter en f_s de bemonsteringsfrequentie voorstelt. De klok stuurt een modulo-L+1 teller die een cyclische reeks adressen voor het ROM levert. Op elke tellerstand wordt een over een aantal plaatsen verschoven signaalmonster in de accumulator bijgeteld. Als de som van producten op deze wijze berekend is moet het resultaat nog afgerond en uitgelezen worden. Een nieuwe cyclus kan starten als in het geheugen een nieuw signaalmonster is opgeslagen en de accumulator in zijn nulstand is teruggezet tenzij de accumulator kan worden overschreven.

Merk op dat slechts één accumulator gebruikt wordt om de uitgangsmonsters te berekenen. Dit heeft o.a. als voordeel dat slechts één afronding wordt uitgevoerd en wel alleen op de eind-uitkomst van de som van producten die exact berekend is. Een ander voordeel is dat nu in totaal minder accumulator-bits nodig zijn bij schuif-en-optel vermenigvuldigingen.

Het aanpassen van een dergelijke structuur aan het interpolatie-proces is erg eenvoudig als we gebruik mogen maken van het feit dat de geïnterpoleerde waarden na elkaar nodig zijn en daarom ook na elkaar uitgerekend mogen worden. Hiertoe kunnen we de benodigde verzamelingen coefficienten (in omgecodeerde vorm) na elkaar opslaan en een nieuw

signaalmonster pas inschrijven als alle te interpoleren monsters zijn uitgerekend. Omdat in het algemeen echter de verschillende verzamelingen van coefficienten niet evenveel enen bevatten, zal soms een extra buffering aan de uitgang nodig zijn om de signaalmonsters equidistant in de tijd te maken. De besturingssignalen hiervoor zijn ook in het ROM op te nemen.

Verwisseling van expansie en opslag

De geëxpandeerde waarde $x_e(n)$ van de gecomprimeerde signaalmonsters $x_c(n)$ wordt gegeven door

$$x_c(n) = \mathrm{sign}(x(n)).(p(n)+16.a+0{,}5).2^{s(n)-a}$$

Hieruit blijkt dat de expansie zelf ook een vermenigvuldiging met een macht van twee inhoudt. Deze is dan ook uit te voeren door de gemodificeerde positie-bits p(n) aan een woord-verschuiver toe te voeren die s(n)-a als schuifadres krijgt aangeboden. In gebruikelijke implementaties wordt de geëxpandeerde waarde $x_e(n)$ in het data-geheugen van het filter opgeslagen.

De volgorde waarin de expansie- en opslag-functies worden uitgevoerd (in de hardware-structuur, niet in het algoritme), kan met voordeel worden omgekeerd. Door de gecomprimeerde signaalmonsters $x_c(n)$ op te slaan en de expansies pas uit te voeren op het tijdstip dat ze bij een schuif-en-optel operatie zijn betrokken, wordt een aantrekkelijke winst in opslagruimte verkregen. In het geval van A-wet PCM bedraagt deze winst 38,5% (van 13 naar 8 bits per signaalmonster). Bovendien wordt ook de verschuiver kleiner.

Door de expansie pas uit te voeren op het tijdstip dat de geëxpandeerde waarde nodig is voor een vermenigvuldiging wordt het mogelijk om beide te combineren als de vermenigvuldiging zelf ook met de schuif-en-optel methode wordt gedaan. Door $x_c(n)$ in de convolutie-som in te vullen volgt

$$y(n) = \sum_{k=0}^{N-1} \mathrm{sign}(a(k)).\mathrm{sign}(x(n-k)). \cdot \sum_{m=0}^{M-1} a(k,m).(p(n-k)+16.a+0{,}5).2^{m+s(n-k)-a}$$

We zien hieruit dat eerst het schuifadres m + s(n-k) - a voor p(n-k) + 16.a + 0,5 berekend moet worden voordat een schuif-en-optel slag kan worden uitgevoerd. De resulterende structuur van het digitale interpolerend filter is getekend in figuur 14 .[18] Hierin zijn ook aangegeven de extra schakelingen die nodig zijn om de gemodificeerde p(n) aan de verschuiver toe te voeren.

De realisatie van dit filter in synchrone

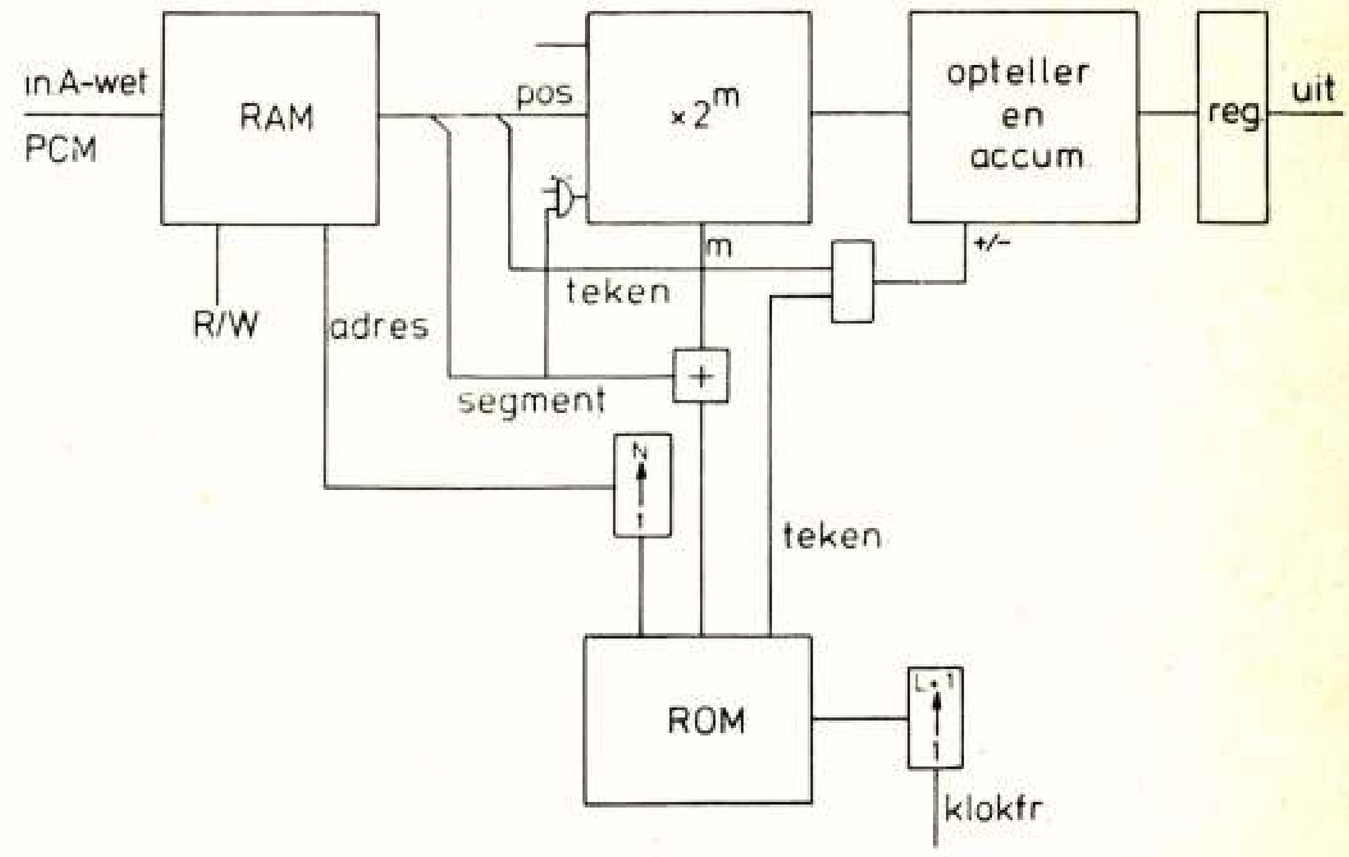


Fig.14: hardware structuur voor een niet-recursief digitaal filter voor A-wet PCM.

2- of 4-fasen MOS logica, voor het verviervoudigen van de bemonsteringsfrequentie van 8 naar 32 kHz, wordt gekenmerkt door de volgende parameters:

totale filterlengte N	40
aantal bits/signaalmonster	8
RAM (of rondgekoppeld SR)	80 bits
ROM (incl. besturing)	384 bits
accumulator	24 bits
klokfrequentie	512 kHz

Hiermee is een structuur bereikt die tot een relatief klein oppervlak voor een LSI-chip leidt. Op basis van dezelfde dimensie als in [13] is zeker niet meer dan 12 mm^2 nodig en met meer recente dimensies wordt dit nog aanzienlijk kleiner.

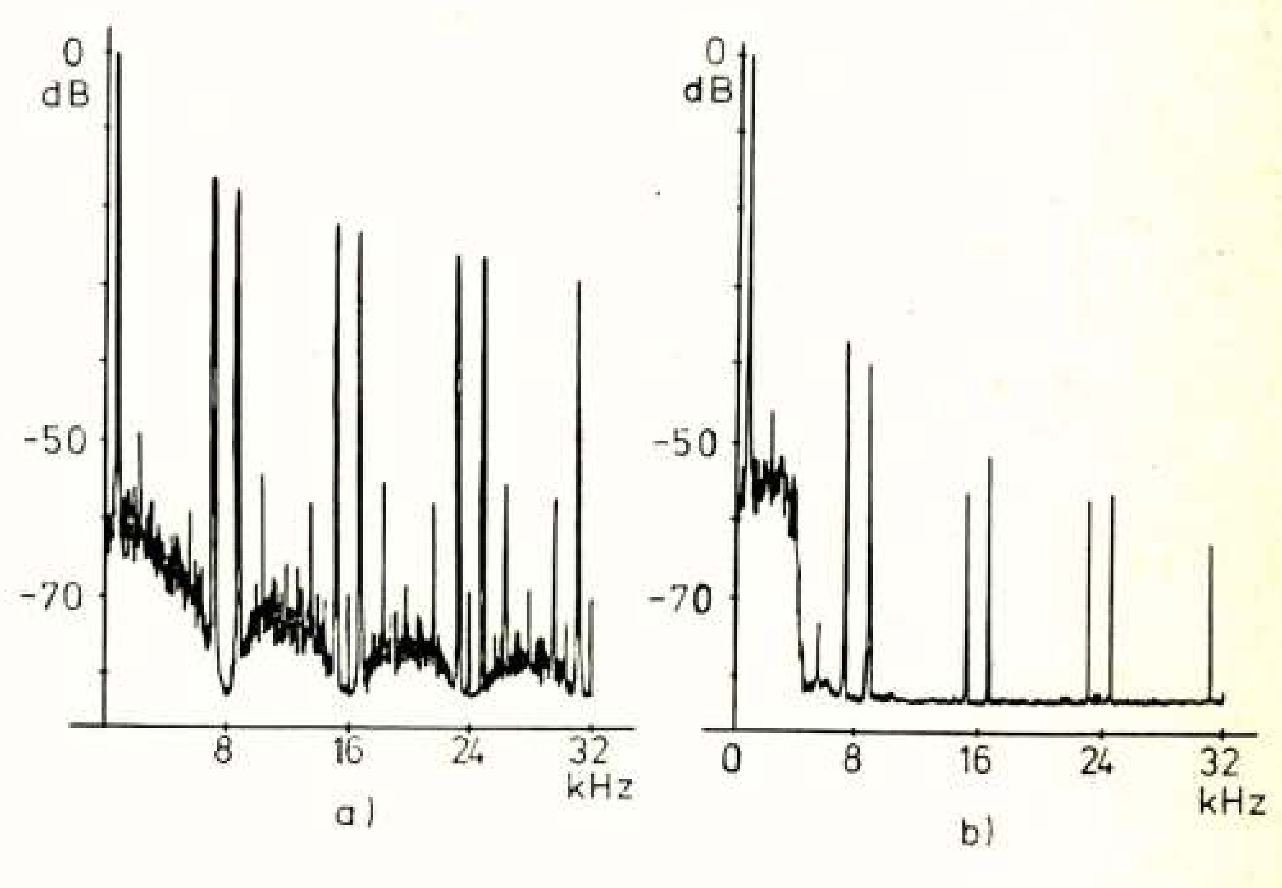


Fig.15: a) ingangssignaal-spectrum van figuur 14, na D/A-omzetting (inclusief houd-effect)
b) uitgangssignaal-spectrum, na D/A-omzetting, bij interpolatie van 8 naar 64 kHz met een totale filterlengte van 95 (bandbreedte spectrum-analyzer 30 Hz voor a en b).

Referenties

1. K.W. Cattermole, Principles of pulse code modulation; Iliffe, London; 1969.
2. L.D.J. Eggermont, A single-channel PCM coder with companded DM and bandwidth-restricting digital filtering; Proc. 1975 IEEE Int. Conf. on Comm., San Francisco, Vol.III, pp. 40/2-40/6.
3. A.V. Oppenheim, R.W. Schafer, Digital Signal Processing; Prentice-Hall, Englewood Cliffs, 1975.
4. B.S. Atal, M.R. Schroeder, Predictive Coding of Speech Signals and Subjective Error Criteria; IEEE Trans. on ASSP, Vol.27, June 1979, pp. 247-255.
5. H. Inose, Y. Yasuda, A Unity Bit Coding Method by Negative Feedback; Proc. IEEE, vol.51, Nov. 1963, pp.1524-1535.
6. F. de Jager, Delta Modulation, a Method for PCM Transmission Using the 1-Unit Code; Philips Res. Repts. vol.7, 1952, pp. 442-466.
7. L.D.J. Eggermont, E.C. Dijkmans, Measured Signal /quantizing-distortion ratio of fast-adaptive delta modulation systems, Proc. 1978 IEEE Int. Conf. on ASSP, Tulsa pp. 569-572.
8. C. Braccini, M. Federici, The Spectrum of the Line Signal in Delta Modulation; Alta Frequenza, Vol. 39, Maggio 1970, pp.381-386.
9. D.J. Goodman, The Application of Delta Modulation to Analog-to-PCM Encoding; B.S.T.J., vol. 48, 1969, pp. 321-343.
10. J.C. Candy, A Use of Limit Cycle Oscillations to Obtain Robust Analog-to-Digital Converters; IEEE Trans. on Comm., vol. 22, March 1974, pp. 298-305.
11. J.D. Everard, M.J. Bentley, A Single-Channel PCM Codec; IEE Coll. on Applications of Micro-circuits...., 22 March 1977, Digest No. 1977/19, pp. 7/1-7/3.
12. M.H. Höfelt, D.J.G. Jansen, L. v.d. Meeberg, Integrated Single-Channel PCM Encoder-Filter Combination; Proc. 1977 IEEE Int. Conf. on ASSP, Hartford, pp. 188-190.
13. L.D.J. Eggermont, M.H.H. Höfelt, R.H.W. Salters, A delta-modulation to PCM converter; Philips tech. Rev., vol 37, 1977, pp. 313-329.
14. R.W. Schafer, L.R. Rabiner, A Digital Signal Processing Approach to Interpolation; Proc. IEEE, vol. 61, June 1973, pp. 692-702.
15. T.W. Parks, J.H. McClellan, A Program for the Design of Linear Phase Finite Impulse Response Digital Filters; IEEE Trans. on AE, vol. 20, Aug. 1972, pp. 195-199.
16. G. Oetken, to appear IEEE Trans. on ASSP, Oct. 1979
17. U.S.A. Patent 3, 988, 606 Oct. 26, 1976, L.D.J. Eggermont, Digital Filter Device for Processing Binary-Coded Signal Samples.
18. Ned. Octrooi-aanvrage 7800406, 13 Jan. 1978, L.D.J. Eggermont, Arrangement for filtering of compressed pulse code modulated signals.

Voordracht gehouden op 30 mei 1979 in het gebouw voor Elektrotechniek THE, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 280), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI, en de Benelux Sectie IEEE.

HYBRID D-PCM FOR JOINT SOURCE/CHANNEL ENCODING

Th.M.M. Kremers, M.C.W. van Buul
Philips Telecommunications Ind.Ltd.
Philips Research Laboratories
Eindhoven - The Netherlands

In digital transmission of video signals three main factors together determine the final picture quality: the performance of the source encoding algorithm for an error-free transmission channel, the error-sensitivity of the appertaining decoder, and the effective error rate of the transmission channel. When the available transmission channel has an error rate which is too high for a given source decoder, then usually an error-correcting algorithm is adopted in order to reduce the effective error rate of the transmission channel down to a level, which allows a satifying quality of the decoded picture. In this paper a combined source/channel encoding algorithm is presented, which obtains a similar effect at the decoder not by reducing the effective error rate of the transmission channel, but by decreasing the error sensitivity of the source encoding algorithm without changing its performance for an error-free channel. The method can be applied to differentially encoded video signals, resulting in a visibility of the errors comparable with PCM.

INTRODUCTION

Transmission or storage of television signals using conventional linear pulse code modulation, PCM, requires an enormous number of bits. It is desirable, therefore, to reduce the number of bits of the encoded video signals without losing too much relevant information. A rather efficient method, which is simple to implement, is differential PCM or DPCM.

In PCM the amplitude of every picture element (pel) is quantized and digitized, independent of the value of previous pels. A single transmission error therefore will only affect one pel, which results in the picture as a black or white dot.

In a DPCM encoder the difference is taken between an incoming pel and its prediction, the latter being constructed from previously encoded pels. So in practise the encoder is a kind of differentiating system. The decoder reconstructs the incoming pel by integrating these differences. When a transmission error occurs, the integrator in the decoder propagates the effect of the error to the succeeding pels and therefore the decoder is very sensitive to transmission errors. To reduce this error sensitivity several methods have previously been proposed (D.J. Connor, 1973).

This paper describes a recently proposed method, called Hybrid D-PCM (M.C.W. van Buul, 1978), which appears to be very effective in reducing the error sensitivity and which is very simple to implement.

DIFFERENTIAL PCM (DPCM).

First the DPCM system and a usual modification to reduce the error sensivity will be discussed in some detail.

Block diagrams of a DPCM encoder and a DPCM decoder are shown in fig. 1. In a DPCM system a prediction b of the incoming pel a is constructed and the difference e between this incoming pel and its prediction is quantized and transmitted.

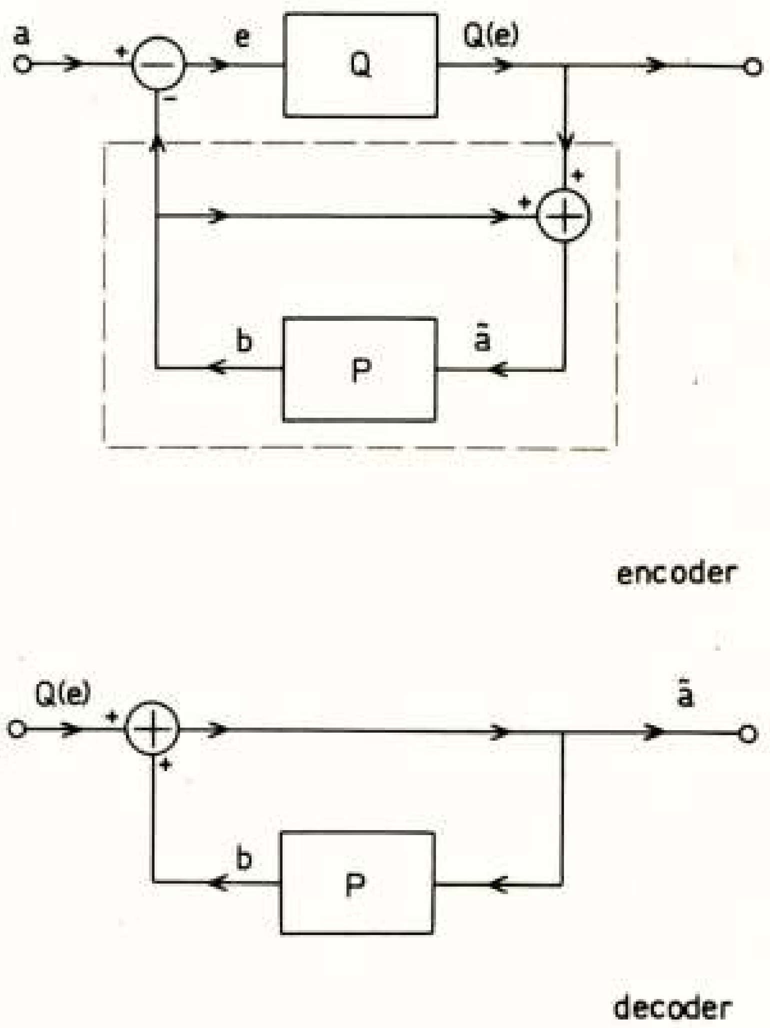


Fig. 1 Block diagram of the DPCM encoder and DPCM decoder.

The prediction is usually a linear combination of the surrounding pels, but only of those that are available in both encoder and decoder. In practice therefore (see fig. 2), the predictor consists usually of a simple sample delay ($a_n = A$), a simple line delay ($a_n = C$), or a simple linear combination (for example $a_n = (A+C)/2$.

The better the prediction is, the greater the probability that the difference will be small. So from the statistical point of view much redundant information is present in the difference code e, although its maximum range is twice that of the original amplitude. Consequently the quality of the prediction determines the redundancy reduction factor of the encoding algorithm. This redundancy can be removed with a Huffman code, which encodes code words that have a higher probability of occurrence into code words of smaller length (R.G. Gallager, 1968), resulting in a reduction of the average bit rate. The gain, however, depends strongly on the statistical properties of the picture (D. Reid, 1974).

There is, however, a simpler means of reducing the number of bits using some properties of the human observer of the picture. In that case not the predictor but the quantizer is responsible for the bit rate reduction in the DPCM encoder. The quantizer quantizes the difference signal e with a reduced number of levels, such that this results in a minimum loss in subjective picture quality.

The human eye notices small differences in flat areas very well, but it is much more tolerant when larger edges in the picture are affected (E.M. Lowry, 1961). Therefore the quantizer is non-linear in such a way, that small differences are quantized with a high accuracy and large differences more coarsely. The results of using a linear and a non-linear quantization are shown in Figs. 3,4 and 5. Fig. 3 shows the original 8-bit PCM signal and Fig. 4 a 4-bit DPCM decoded signal (in fig.1 $\tilde{a}$), using a linear quantization and a prediction b=A. Fig.5 shows again a 4-bit DPCM with a prediction b=A for a non-linear quantizer.

The shape of the quantization curve determines to a large extent the picture quality of the decoded signal. These effects are described in more detail in other publications (Y. Kobayashi, 1975). The additional bit rate reduction, that can be achieved using Huffman coding depends strongly on the actual picture statistics. Compared with the simple hardware of the DPCM encoder, which already gives a gain between 1.5 and 2.5, the extra hardware needed for the implementation of the Huffman encoder is very much in relation to the extra reduction gained.

As stated before an annoying effect of DPCM is its error sensitivity and this problem will now be treated

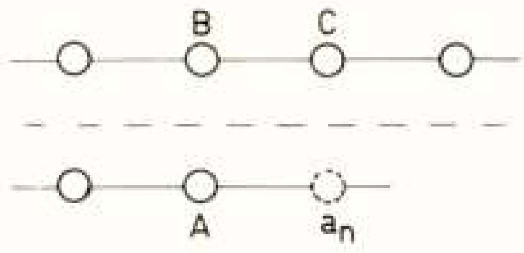


Fig. 2 The pel a_n and its surrounding elements.

in more detail. The results of transmission errors in the transmission link between the encoder and the decoder can be seen in Fig. 6.

From the block diagram of Fig. 1 we see that the decoder is a perfect integrator as long as the predictor is only a single sample or line delay. When a transmission error occurs the incoming difference value will be incorrect and so the decoded signal will be incorrect too. Because this decodes value constitutes the prediction of the next value, the next decoded value will again be incorrect even with a correctly received difference signal. The next value will also be incorrect, and so on. Thus, the decoder remains incorrect until the encoder and the decoder are preset to a certain value at a time known in both encoder and decoder; in Fig. 6 this has been done at the end of every TV line.



Fig. 3 8-bit PCM

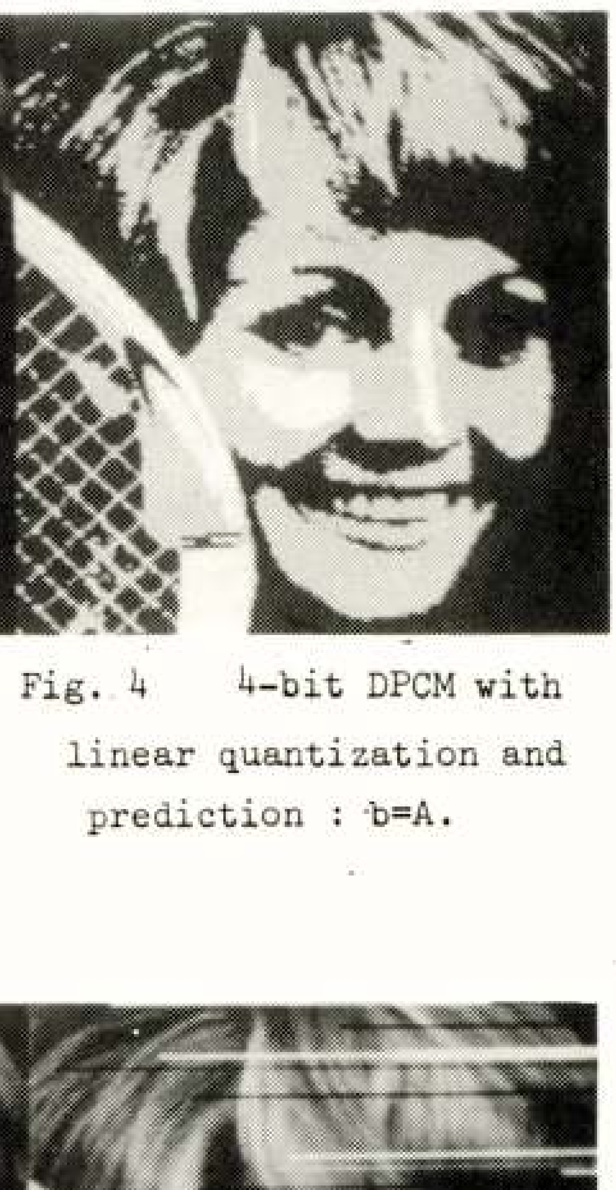


Fig. 4 4-bit DPCM with linear quantization and prediction : b=A.



Fig. 5 4-bit DPCM
prediction : b=A
quantizer : non-linear.



Fig. 6 4-bit DPCM
prediction : b=A
quantizer : non-linear
error rate : $4x10^{-3}$.

DPCM WITH LEAKING INTEGRATOR.

A simple solution to the problem of error propagation follows from the previous description. The error amplitude remains the same because the integrator is perfect, so the solution is to make the integrator leaking. To obtain a leaking integrator only a fraction k of the prediction b is subtracted from the incoming picture element a. The block diagrams are shown in Fig. 7. In the encoder the difference e equals :

$$e = a - k.b \tag{1}$$

$$\text{with } 0 \leqslant k \leqslant 1 \tag{2}$$

As the decoder contains a leaking integrator too, the result of a transmission error will exponentially decrease in amplitude.

For instance : if the error amplitude is p, the error amplitude in the next sample will be k.p, in the following $k^2.p$ and so on.

Hence, the lower the factor k the quicker the error is reduced to a difference that is not noticeable anymore. This effect is shown in the following two figures, Fig. 8 and Fig.9, where k is 0.9 and 0.5 respectively.

In Fig. 9 we see that the errors are reduced very quickly indeed, but that there is also a considerable loss in quality. To explain this loss in quality we first remind that it was already clear from expression (1) that the effect of a transmission error will decrease exponentially. In a different way this can be explained by rewriting equation (1).

$$\begin{aligned} e &= a - k.b \\ &= (a-b) + (1-k)b \end{aligned} \tag{3}$$

From (3) we can draw the following two conclusions :

- Apart from the difference (a-b) the signal e also contains some amplitude information (1-k)b. This extra amplitude information enables the decoder to reduce the error amplitude.
- On the other hand this extra amplitude information (1-k)b shifts the operating point of the quantizer away from its centre as shown in Fig.10. As remarked in the previous section, the difference (a-b) should be quantized non-linearly in DPCM, because of the properties of the human eye. However, here the signal e is quantized non-linearly and the quantization of (a-b) depends on the amplitude value (1-k)b.

Thus, in DPCM with a leaking integrator the leak factor k is always a compromise between the speed of the error reduction and the loss of quality. However, if the extra amplitude information is added after the quantizer, then the difference signal (a-b) would not longer be distorted and the DPCM system would again work as preferred. This is the basic idea underlying Hybrid D-PCM.

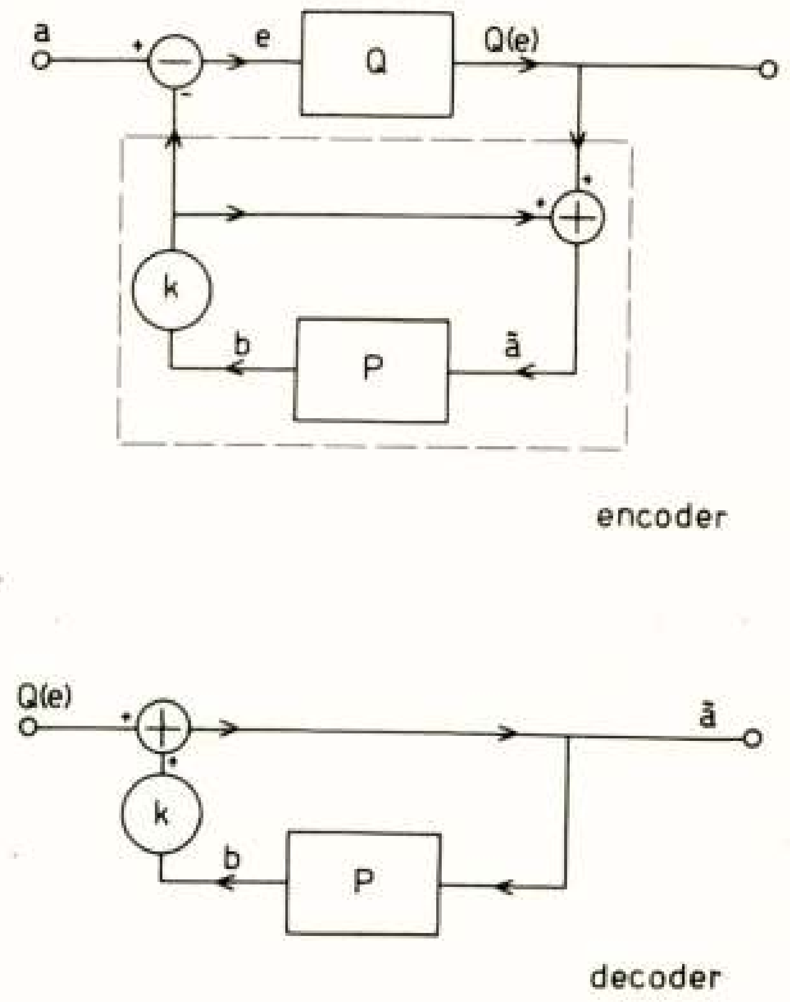


Fig. 7 DPCM with leaking integrator.



Fig. 8 4-bit DPCM

error rate : 4×10^{-3}
k = 0.9.



Fig. 9 4-bit DPCM

error rate : 4×10^{-3}
k = 0.5.

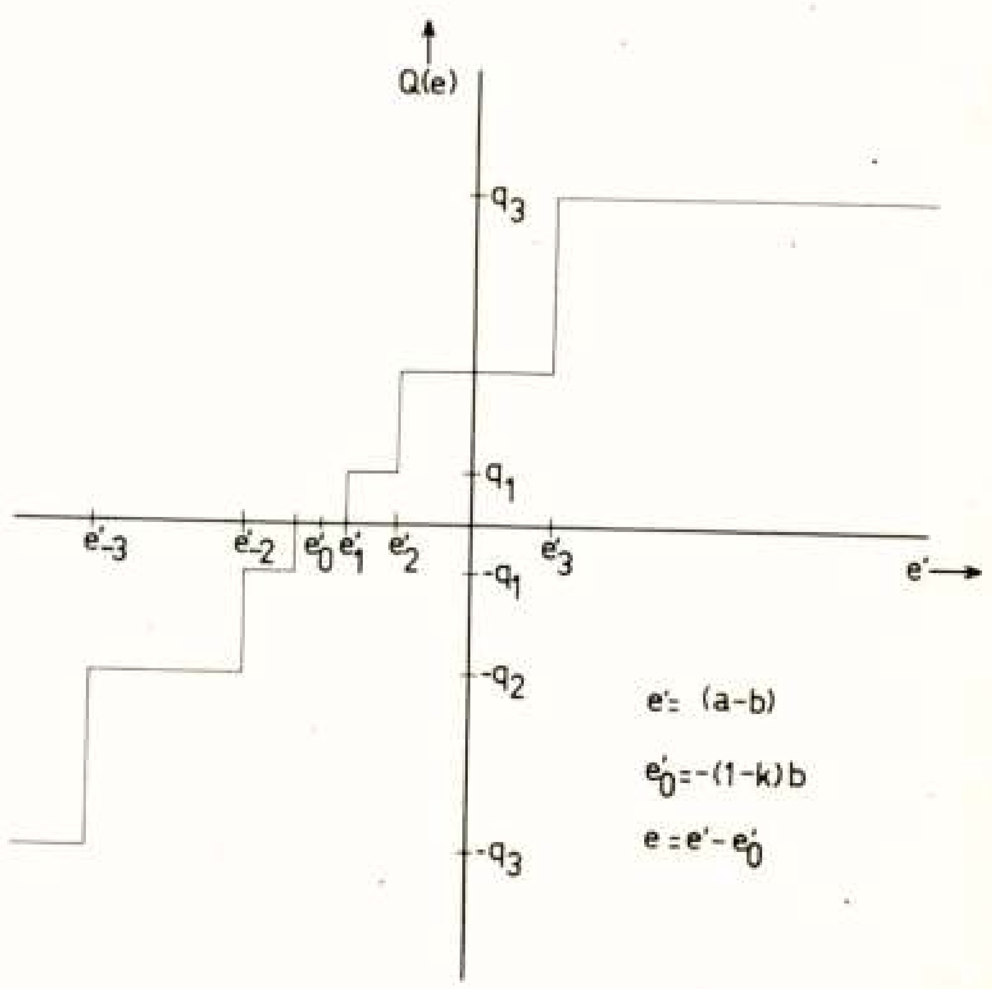


Fig. 10 Quantizer of a leaking DPCM system.

HYBRID D-PCM

In Fig. 11 a block diagram of the Hybrid D-PCM system is shown. Quantizer Q_2 quantizes the amplitude value b into a discrete number of levels (N_2) and this number is less than or equal to the number of levels (N_1) of Q_1. The code converters C_1 and C_2 translate the discrete levels of the respective quantizers Q_1 and Q_2 into a number between $0 \leqslant c_1 \leqslant N_1-1$ and $0 \leqslant c_2 \leqslant N_2-1$ respectively, and in such a way that the order of the levels is preserved. This means that a higher level corresponds to a higher number. The outputs of C_1 and C_2 can now be added, but we have to be aware that these numbers have different meanings.

From the DPCM system in fig. 1 it was clear already that with a transmission without errors the output signals of the predictor at the encoder and at the decoder are equal. In the encoder of fig. 11 Q_2 and C_2 derive a number c_2 from the predictor output, which number is added to the difference code c_1, so the number $s = c_1 + c_2$ is transmitted. Without transmission errors the decoder derives the same number c_2 from its predictor output, which number c_2 is subtracted from the received number s. This results in a recovery of $c_1 = s-c_2$ of the difference code in the encoder and this difference code is decoded in the same way as in fig. 1. So without errors the Hybrid D-PCM system of fig.11 behaves identical to the normal DPCM system without leak in the predictor.

The error performance of the Hybrid D-PCM is explained with the aid of fig.12. Here it is assumed that a single sample delay is used as predictor. The output values of the predictors in the encoder and in the decoder are indicated by the points 1, 2, 3, 3', 4, 4', where a dash is used for the decoder value , when it deviates from the encoder value. Along the arrows the output of C_1 is given in small letters and the output of C_2 in capital letters.

We assume that at a certain point of time both encoder and decoder have the value of point 1 as the output of their predictors. This value is quantized and converted to the number A, as indicated at the arrow of point 1. In the encoder the difference between the next incoming sample and the prediction is on one hand quantized and added to point 1 in order to create the new prediction of point 2, on the other hand it is coded and results in the number p, which is added to the number A. Both operations are indicated in fig. 12 and the appertaining expressions. At the decoder the inverse operations are performed as described before and as indicated in the expressions, resulting in a correct reconstruction of point 2.

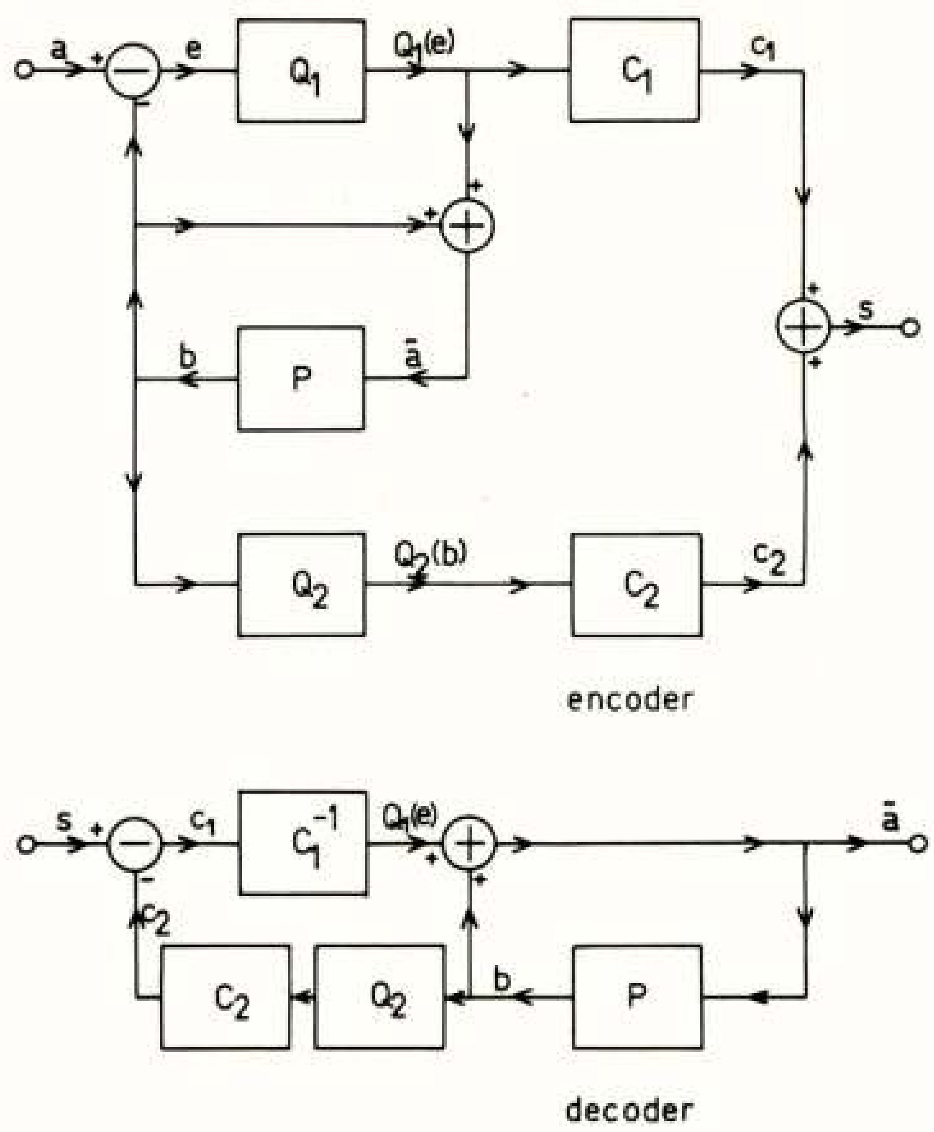


Fig. 11 Block diagram of Hybrid D-PCM.

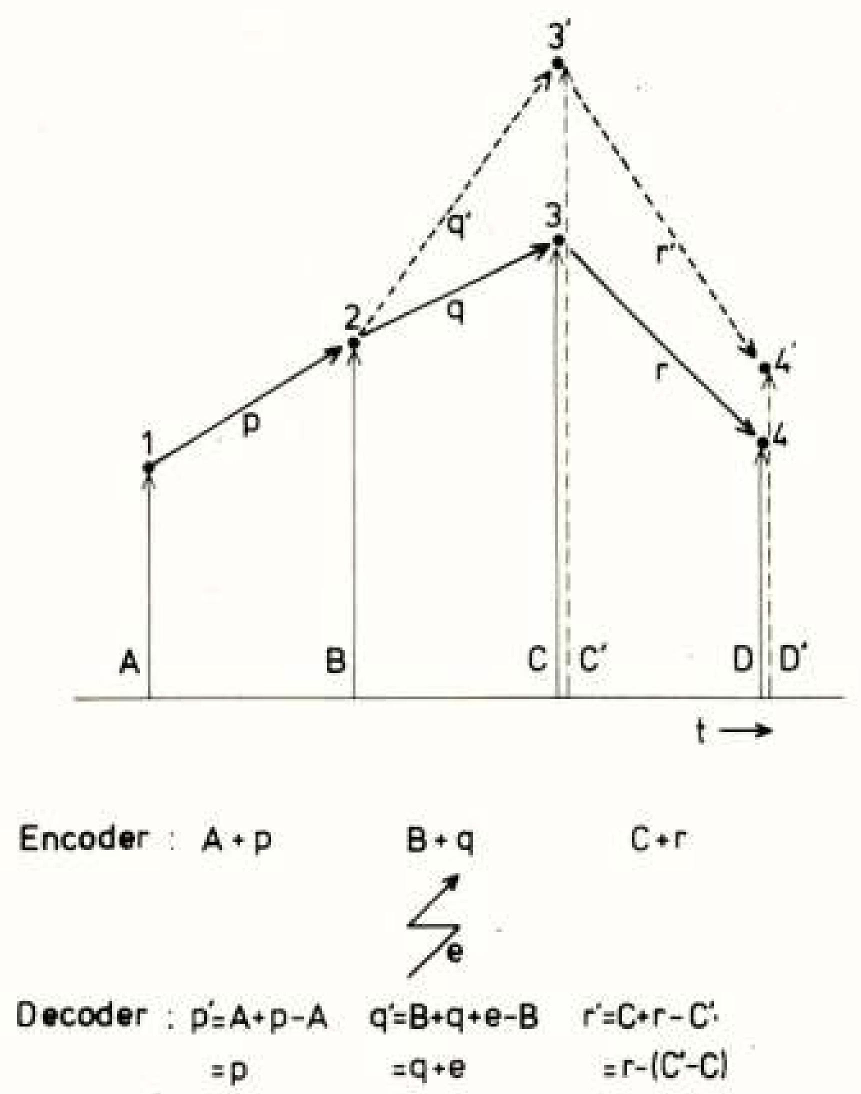


Fig. 12 An example of how Hybrid D-PCM operates.

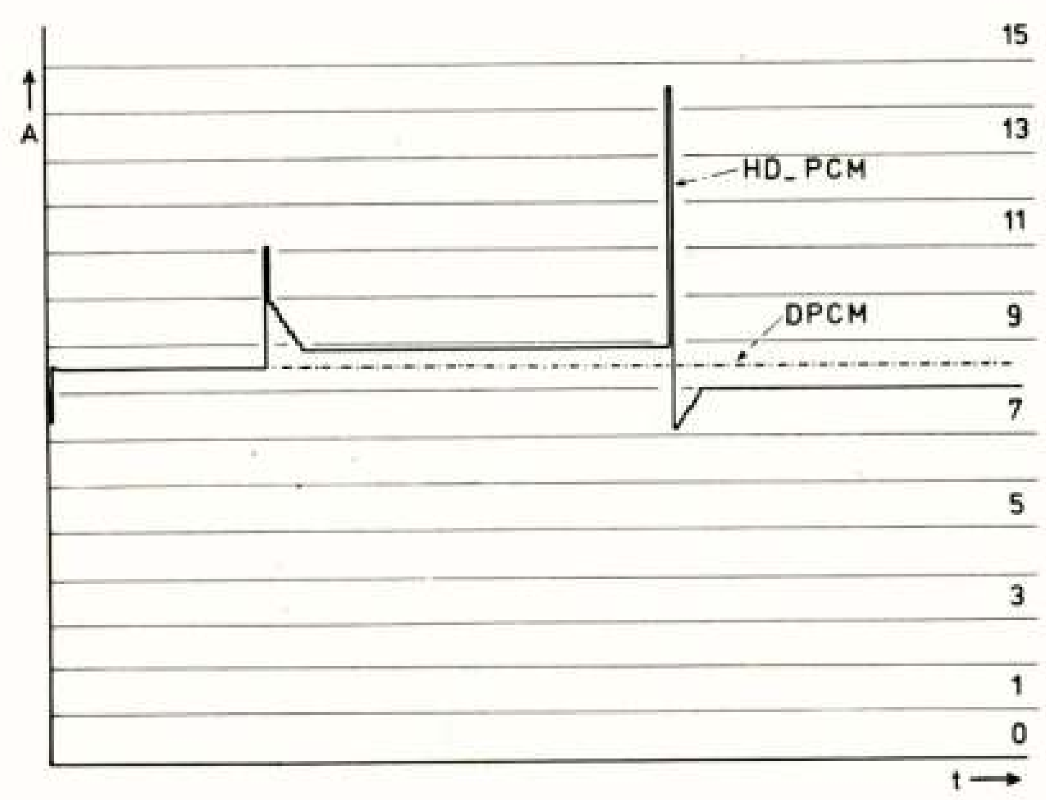


Fig. 13 The behaviour of Hybrid D-PCM.

For the next incoming pel the encoder transmits B + q, where B is the amplitude code of point 2 and q the difference code and the sum of the quantized difference and point 2 results in point 3.

If we now assume that there is a transmission error of size e, the decoder receives B + q + e. The decoder subtracts from this received value the amplitude code B of point 2 and the difference code is therefore equal to $q' = (B + q + e) - B = q + e$. After inverse code conversion the decoded value will be point 3'.

We now see that the inputs of the predictor in decoder and encoder are different. At the next incoming pel the encoder transmits C + r and it gives point 4 as the new input for the predictor.

Assuming that there is no second transmission error, the decoder finds the difference code :

$$r' = C + r - C' = r - (C' - C) \qquad (4)$$

where C' is the amplitude code of point 3'.
If $(C'-C) > 0$, then $r' < r$, or when $(C'-C) < 0$, then $r' > r$.

In Fig.12 $(C'-C) > 0$, hence $r' < r$. Thus the difference between 4' and 3' is smaller (more negative) than between 4 and 3. Or, in other words, the error size is decreasing.

In the following steps the error size again decreases as long as the amplitude codes in encoder and decoder are different. If there is no difference present anymore, then the error reduction is finished. Because of the rough quantization of the amplitude, however, a small error might remain. This is shown in Fig. 13, where the dashed line gives the DPCM system without errors and the other line gives the behaviour of the Hybrid D-PCM system. The horizontal thin lines represent the amplitude quantizer (Q_2) thresholds, and the respective amplitude codes (0,1, 2....15) are given on the right side. In the plotted line two transmission errors have occurred.

The results of Hybrid D-PCM are shown in Fig.15. Compared with Figs. 6, 8 and 9 the error reduction is much better and the error sensitivity is comparable with that of PCM. Generally it can be stated that, different from normal DPCM, the error performance of Hybrid D-PCM approaches that of PCM, according as the used number of bits approaches that of PCM. Thus, Hybrid D-PCM allows a gradual exchange of the achieved bit rate reduction against the resulting error sensitivity.



Fig. 14 4-bit Hybrid D-PCM no errors.

Fig. 15 4-bit Hybrid D-PCM error rate : $4x10^{-3}$.

CONCLUSION

The Hybrid D-PCM system as described in this paper is a very effective source/channel encoding scheme which in fact does not reduce the error rate but the error sensitivity, without increasing the bit rate and without affecting the desirable properties of DPCM.

REFERENCES

M.C.W. van Buul "Hybrid D-PCM, a combination of PCM and DPCM", IEEE Trans. Commun. COM-26 (1978), no 3, pag. 362-368.

D.J. Connor "Techniques for Reducing the Visibility of Transmission Errors in Digitally Encoded Video Signals", IEEE Trans. Commun. COM-21 (1973), no. 6, pag. 695-706.

R.G. Gallager "Information Theory and Reliable Communication", J. Wiley and Sons (1968), pag. 43-56.

Y. Kobayashi "Effect of DPCM Coding on Video Telephone Picture Quality", Review of the Electrical Comm. Laboratories, Vol. 23, No. 1-2, pag. 16-27.

E.M. Lowry and J.J. De Palma "Sine-Wave response of the Visual System I. The Mach Phenomenon", Journ. of the Optical Soc. of America, Vol. 51 (1961), no. 7, pag. 740-746.

D.F. Reid "Digital Video : Some Bit-Rate Reduction Methods which preserve Information in Broadcast-Quality Digital Video Signals", B.B.C. Research Report, No. 1974/37.

Voordracht gehouden op 30 mei 1979 in het gebouw voor Elektrotechniek THE, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 280), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI, en de Benelux Sectie IEEE.









NEDERLANDS ELEKTRONICA- EN RADIOGENOOTSCHAP
(281ste werkvergadering)
BENELUX SECTIE IEEE

UITNODIGING

voor de lezingen op **woensdag 26 september 1979** in de **Middenzaal** van het **RAI-gebouw** te **Amsterdam.**
De bijeenkomst vindt plaats tijdens de tentoonstelling „HET INSTRUMENT". 's-Middags is er gelegenheid om de tentoonstelling te bezoeken.

Onderwerp:
ERGONOMISCHE ASPECTEN VAN MEETINSTRUMENTEN

PROGRAMMA

9.45 uur: Ontvangst en koffie.

10.15 uur: **DR. J. A. LANDEWEERD** (Technische Hogeschool, Eindhoven):
ONTWERPEN IN ERGONOMISCH PERSPECTIEF.

10.45 uur: **IR. F. L. VAN NES** (Instituut voor Perceptie Onderzoek, Eindhoven):
BASISERGONOMIE.

11.15 uur: Koffiepauze.

11.45 uur: **H. J. LEEBEEK** (Instituut voor Zintuig Fysiologie TNO, Soesterberg):
VISUELE ERGONOMIE.

12.15 uur: **IR. D. P. ROOKMAKER** (Nederlandse Spoorwegen, Utrecht):
ERGONOMIE IN NEDERLAND.

12.30 uur: Lunch aangeboden door „Het Instrument".

Na de lunch: BEZOEK AAN DE TENTOONSTELLING.

Aanmelding dient te geschieden door inzending van de aangehechte kaart gefrankeerd met 40 cent bij verzending uit Nederland.

De deelnemers dienen zelf een toegangsbewijs (fl. 7,50) aan de kassa te kopen.

Een Instrumentengids wordt gratis toegezonden, indien men zich vóór 19 september a.s. heeft aangemeld door middel van de aangehechte kaart.

Namens de samenwerkende verenigingen,
IR. J. NEESSEN, NERG.
Tel. 070 - 755591

Woerden, augustus 1979.

DE AUTOTELEFOON

Ing. L.J.C.A. van der Voort
Centrale Directie PTT, Afdeling Mobilofonie

This publication gives a brief overview of the land mobile communication facilities the Dutch PTT operates: nation-wide and city-wide paging, dispatch radio networks and mobile telephone.
It gives details of the early manual operated mobile telephone network and describes the automated system the Dutch PTT is going to operate by the end of this year. This system is almost similar to the one in Western Germany (öbL-system).
It finishes with an overview of future mobile telephone developments elsewhere in the world.

ALGEMEEN

Communicatie met "mobiele" personen te voet, per auto, boot, trein of vliegtuig zonder afspraken ten aanzien van tijd en plaats is alleen mogelijk door gebruik te maken van radiocommunicatie. De mobiele deelnemer zal dan tenminste de beschikking moeten hebben over een ontvanger en voor telefoonverkeer over een zender/ontvanger inclusief een eventueel benodigde stuur- of bedieneenheid.
In het kader van dit artikel zullen we ons beperken tot de landmobiele telecommunicatie. Om tegemoet te komen aan de behoefte tot landmobiele communicatie kent de Nederlandse PTT een tweetal systemen, nl. de enkelzijdig gerichte systemen, bekend onder de naam SEMAFOON en de tweezijdig gerichte systemen, de GESLOTEN NETTEN en de AUTOTELEFOON.

ENKELZIJDIG GERICHTE SYSTEMEN, DE SEMAFOON

Met deze oproepsystemen kan, via het openbare telefoonnet en de centrale besturing met bijbehorende zenders, bij een mobiele deelnemer een ontvanger worden geactiveerd. De drager van deze ontvanger weet dan, aan de hand van afspraken gemaakt met de oproeper, welke actie van hem wordt verlangd.
Het semafoonsysteem werkt sedert 1964 over geheel Nederland en sedert 1967 ook over België met momenteel ca. 35 000 deelnemers in beide landen.
Er zijn drie generaties ontvangers in gebruik, zie fig. 1:

- de ESCORT. Maakt gebruik van printplaten met discrete componenten, gewicht ca. 4,5 kg, inhoud 6,5 liter
- de MINOR. Uitgevoerd in dunne-film techniek, gewicht ca. 750 gram, inhoud 0,7 liter
- de PICCOLO. Met geïntegreerde circuits, gewicht ca. 200 gram, inhoud 0,1 liter.

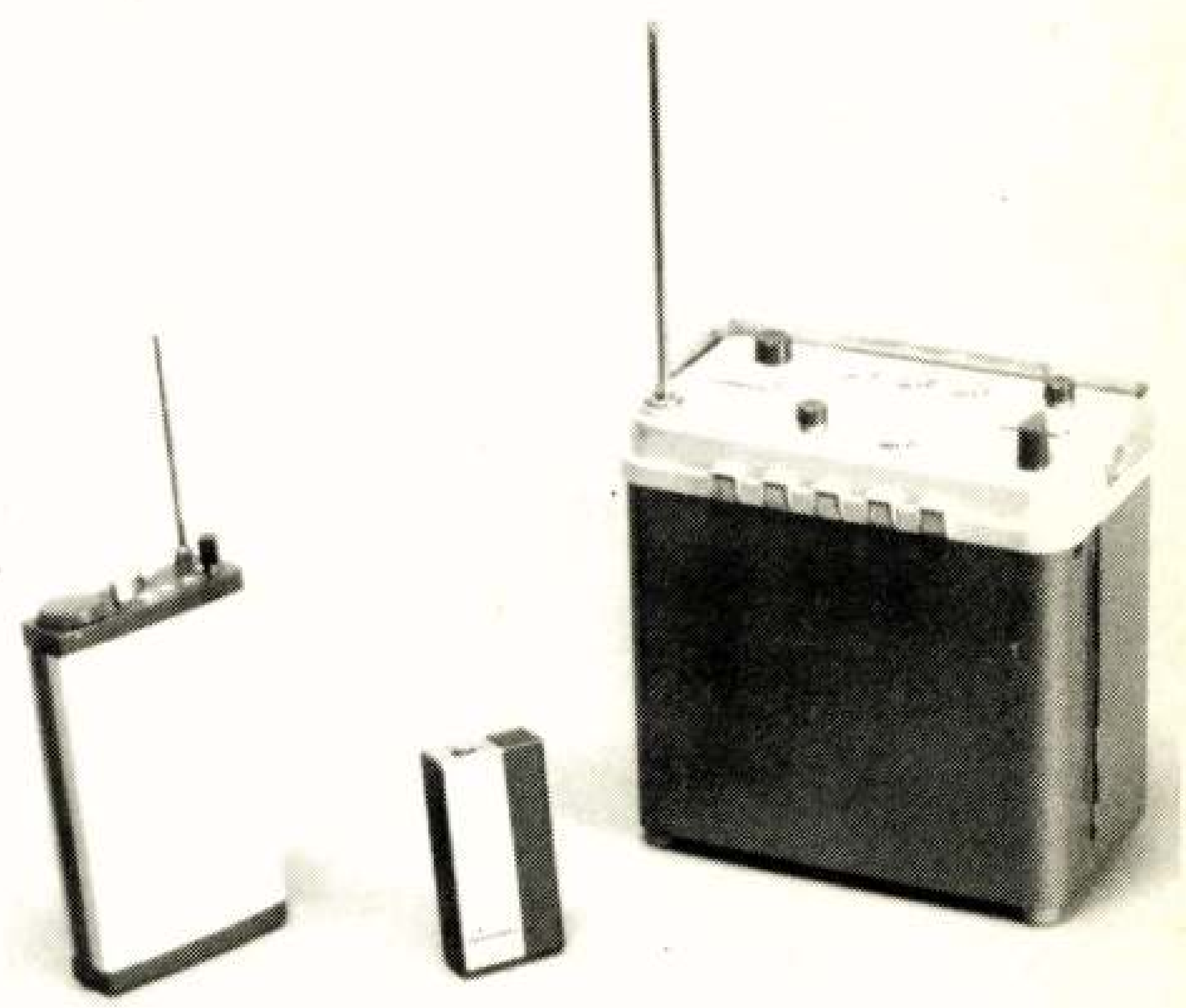


Fig. 1: Drie generaties semafoonontvangers, v.l.n.r. de minor, piccolo, escort.

Hoewel het semafoonsysteem oorspronkelijk is opgezet als een systeem met de ontvanger gemonteerd in de auto en aangesloten op de buitenantenne is door het kleiner worden van de afmetingen en het gewicht het draagbaar gebruik toegenomen.
Naast dit landelijk net is in Amsterdam in 1975 een proef begonnen met een lokale semafoon of stadsoproep. De structuur van een stadsoproepnet is identiek aan die van de semafoon, de veldsterkte in het verzorgingsgebied is echter zodanig hoog dat een draagbaar gebruik van kleine oproepontvangers ook in gebouwen wordt gegarandeerd. De resultaten hiermee zijn veelbelovend en verwacht mag worden dat deze

vorm van dienstverlening in de toekomst verder zal worden uitgebreid.

TWEEZIJDIG GERICHTE SYSTEMEN, DE MOBILOFOON

Hierbij onderscheidt de PTT twee vormen van exploitatie nl. de gesloten mobilofoonnetten en de autotelefoon. Eerstgenoemde netten worden geëxploiteerd ten behoeve van bedrijven en instellingen zoals taxi-ondernemingen, transportbedrijven, brandweerorganisaties e.d.
Voor deze toepassing zijn in de toekomst nog interessante en zelfs spectaculaire ontwikkelingen te verwachten zoals automatische plaatsbepaling van voertuigen, overgang van spraak naar datatransmissie en mobiele dataterminals. Veel van deze ontwikkelingen zijn gericht op een efficiënter gebruik van het radiokanaal zodat meer informatie in het beschikbare frequentiespectrum kan worden overgebracht.

De ontwikkeling van de autotelefoon gaat terug tot de jaren kort voor de tweede wereldoorlog. Gepland werd toen een "openbaar mobilofoonnet" waarbij een PTT-telefoniste de verbinding tot stand bracht tussen de telefoonabonnee en de mobiele deelnemer uitgerust met een "openbaar landelijk net" mobilofoon. Uit een onderzoek van de PTT was toen al gebleken dat er behoefte bestond aan communicatie met ambulante personen.
Er werd een bestelling geplaatst voor 200 mobilofoons werkend in de 66-75 MHz frequentieband, de levering hiervan vond plaats in 1939. Tijdens de oorlog lagen deze activiteiten echter geheel stil en het zou tot 1949 duren alvorens het eerste openbare landelijke net van start ging met 2 kanalen en 22 basisstations verspreid over heel Nederland. Een landelijke bedekking met slechts 2 kanalen gaf in de praktijk echter veel onderlinge storing zodat rond 1955 een eerste herziening noodzakelijk was. Door het beschikbaar komen van een 8-kanalen mobilofoon en uitbreiding van het aantal basisstations tot 37 kon aan de vraag naar grotere verkeerscapaciteit worden tegemoet gekomen. Tegelijkertijd werd een begin gemaakt met de invoering van toonoproepen en toonslotapparatuur wat het bedieningscomfort voor gebruikers en telefonistes aanmerkelijk verhoogde. Voordien was er sprake van een geheel open net, de mobiele abonnee was verplicht constant mee te luisteren, ook naar de gesprekken, om geen voor hem bestemde oproep te missen. Met de invoering van het eerdergenoemde toonsysteem kon de mobiele abonnee zijn mobilofoon zo schakelen, dat alleen de oproepen vanaf de telefoniste hoorbaar waren. In 1959 waren ca. 600 abonnees op dit systeem aangesloten. In 1970 vond, zonder wijziging van het systeem, uitbreiding plaats van het aantal spreekwegen (zend/ontvang apparatuur in de basisstations) tot 80; het aantal abonnees in nu ca. 2 500.
De toegepaste gespreksprocedure en verbindingsopbouw worden gekenmerkt door de volgende punten:

- de mobilofoon moet met de hand op het juiste kanaal worden gezet
- een oproepende telefoonabonnee moet vrij nauwkeurig weten waar de mobiele abonnee zich bevindt
- registratie van de gesprekskosten vindt plaats op basis van een mondeling doorgegeven abonneenummer
- de gesprekken zijn semi-duplex, de mobiele deelnemer moet omschakelen van zenden naar ontvangen ("over" en "over en sluiten").

UITGANGSPUNTEN AUTOMATISERING

Reeds in de tweede helft van de zestiger jaren is gedacht aan een gedeeltelijke automatisering. Voor de verbindingsopbouw vanaf de mobiele kant is dat relatief eenvoudig, maar de omgekeerde weg is moeilijker te automatiseren als men de eis stelt dat dit mogelijk moet zijn zonder globale voorkennis van de plaats waar de mobiele abonnee zich bevindt. Wel kan men aan de mobilofoon een semafoon toevoegen om de gesprekswens van de telefoonabonnee bij de mobiele deelnemer kenbaar te maken. Een dergelijk systeem is in Rotterdam en omgeving geruime tijd beproefd maar gezien de prijsstelling en de gecompliceerde procedure had dit systeem geen levensvatbaarheid.
Sindsdien is verder gewerkt aan de ontwikkeling van een volledig geautomatiseerd autotelefoonnet uitgaande van de volgende criteria:

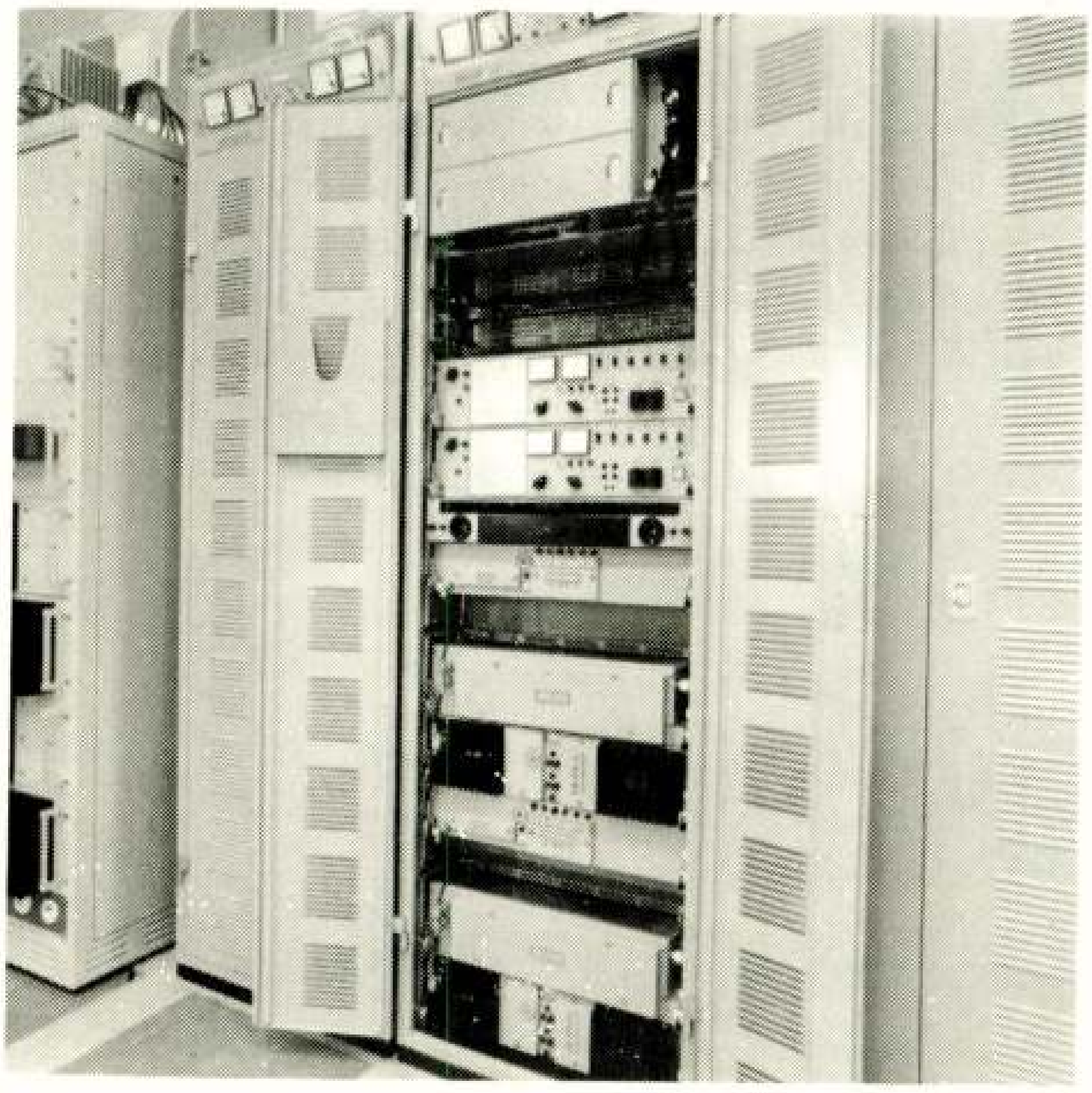
- eenvoudige gespreksopbouwprocedure zowel vanaf de mobiele als vanaf de telefoonzijde, dus geen telefoniste en geen kanaalschakelaar
- zo groot mogelijke oproepgebieden
- vergroting van de verkeerscapaciteit mede door de autotelefoon een vrij gesprekskanaal te laten zoeken en zo gebruik te maken van het bundelrendement
- voldoende capaciteit om aan de te verwachten snelle groei van de vraag naar mobiele communicatie te kunnen voldoen
- indien mogelijk aansluiting bij een ander Westeuropees systeem als extra faciliteit voor grensoverschrijdend verkeer.

Een inventarisatie van de systemen wees uit dat het Westduitse öbL (öffentlicher bewegliche Landfunkdienst) aan de meeste Nederlandse uitgangspunten voldeed met uitzondering van de grootte van de oproepgebieden. In Duitsland heeft elk basisstation (met 2 tot 15 spreekwegen) zijn eigen autotelefooncentrale en moet de oproepende telefoonabonnee vrij nauwkeurig weten waar de mobiele deelnemer

zich bevindt. De systeemparameters lieten echter toe een oplossing te creëren waarbij Nederland wordt ingedeeld in slechts drie oproepgebieden. Voor het nieuw in te richten autotelefoonnet is daarom voor dit Westduitse öbL systeem gekozen. De 3 benodigde centrales zijn om exploitatieve redenen bijeen opgesteld in Rotterdam. Ingebruikstelling van het net is te verwachten in het laatste kwartaal van 1979. Het huidige handbediende net zal daarna geleidelijk minder belangrijk worden, maar het zal zeker nog enige jaren in gebruik blijven.

HET AUTOTELEFOONSYSTEEM

De gesprekken in het nieuwe systeem zijn volledig duplex (gelijktijdig zenden en ontvangen) waardoor het "over" en "over en sluiten" tot het verleden behoort. Het systeem is zo opgezet dat de privacy tussen de deelnemers onderling is gewaarborgd en zij elkaars gesprekken niet horen; er wordt echter geen bescherming geboden tegen ongewenst meeluisteren.
Voor het autotelefoonverkeer zijn 37 radiokanalen beschikbaar in de 150 MHz frequentieband met een kanaalafstand van 20 kHz. Er zijn 24 basisstations geïnstalleerd met totaal ca. 65 spreekkanalen, minimaal 2 en maximaal 15 per basisstation. Als het net volledig is uitgebouwd zullen ca. 120 spreekkanalen ter beschikking aan de abonnees staan. Figuur 2 geeft een beeld van hoe een basisstation er uit ziet.

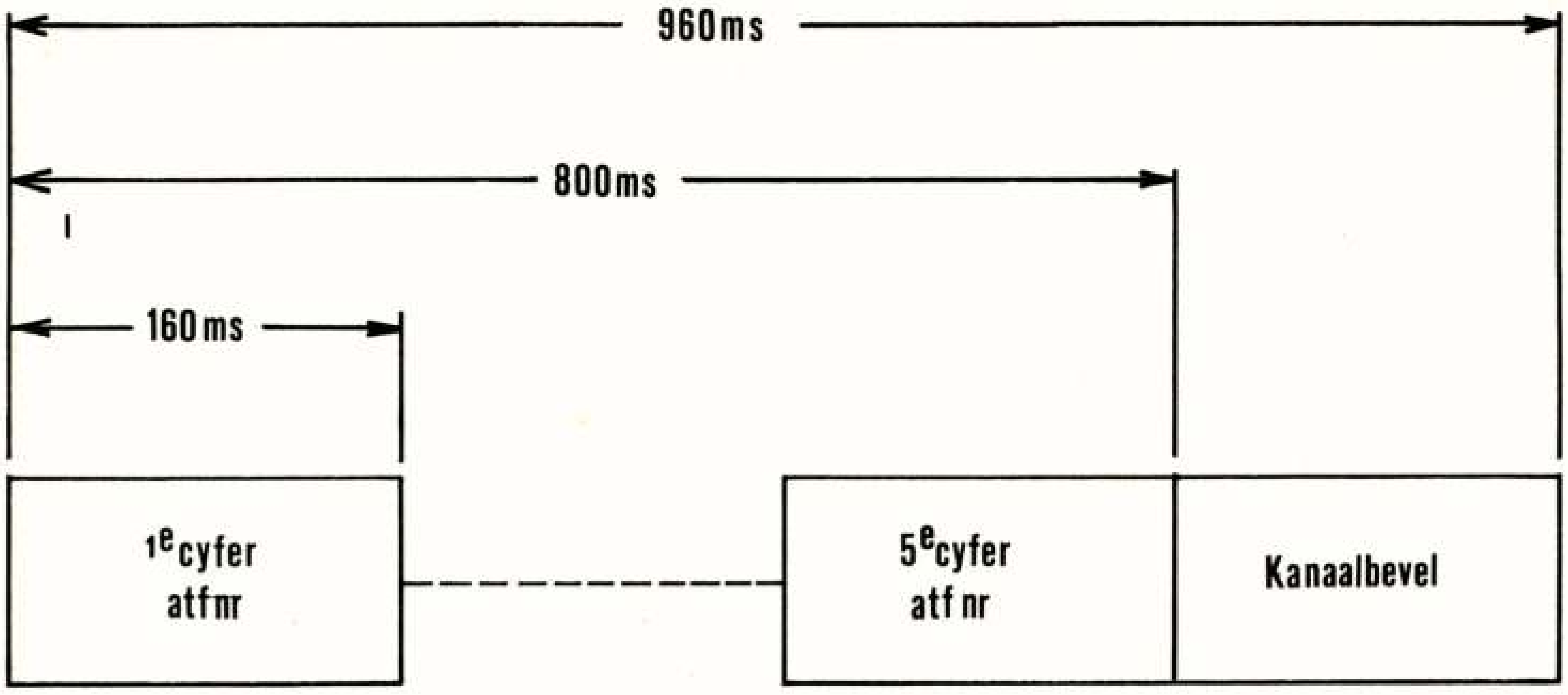


Figuur 2: Autotelefoon basisstation

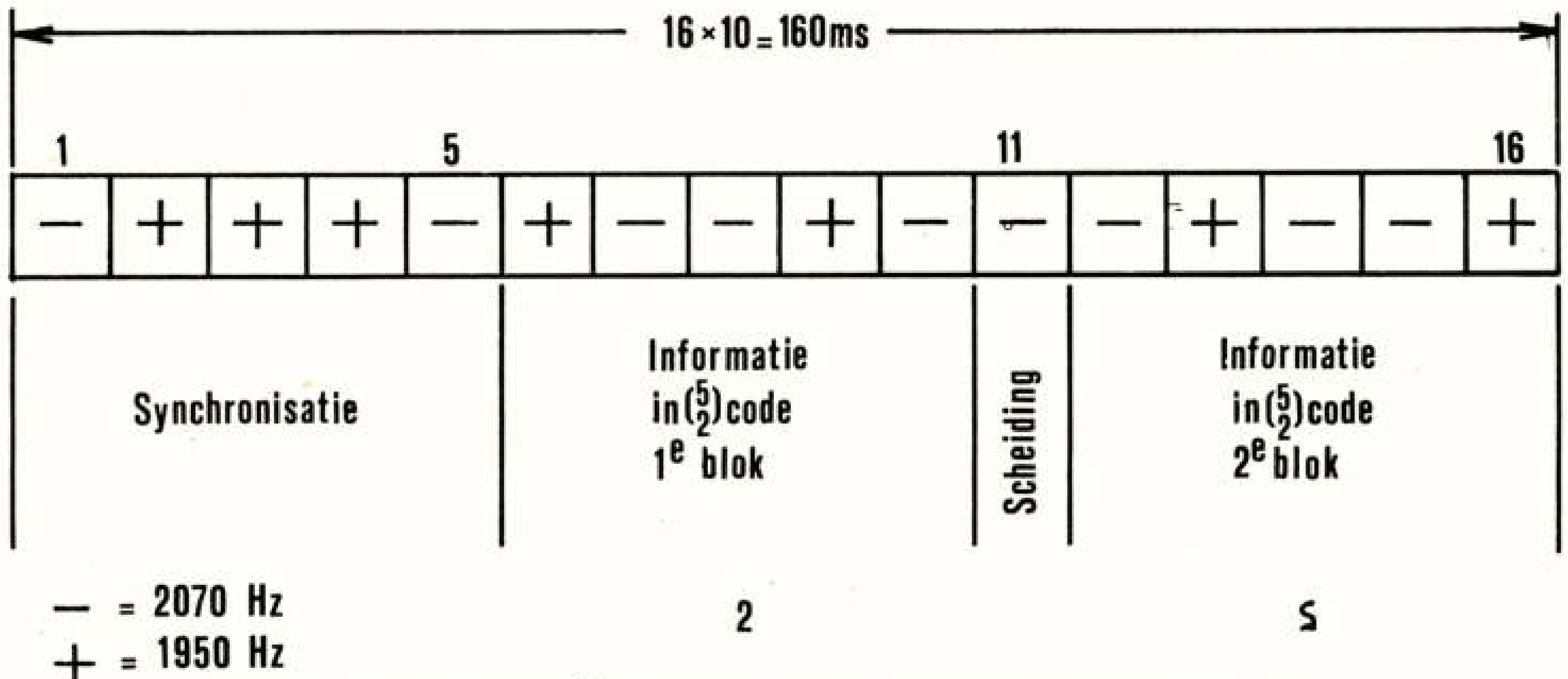
In de rustsituatie zijn de zenders van alle basisstations ingeschakeld en zenden een specifiek vrijsignaal uit. Alle mobiele stations staan in rust op ontvangst van kanaal 19, het middelste kanaal dat fungeert als oproepkanaal. Bij een binnenkomende oproep vanaf de telefoonzijde schakelt de autotelefooncentrale een niet belegde basisstationzender om naar het oproepkanaal (nr. 19) en zendt een selectieve oproep uit, inclusief een kanaalbevel.
Na de oproepuitzending schakelt het basisstation terug naar zijn eigen kanaal. Als de opgeroepen autotelefoon de oproep heeft ontvangen, schakelt deze naar het opgegeven kanaal en zendt een ontvangstbevestiging terug. Daarmee stopt de oproepcyclus en wordt tevens de oproep in de auto gesignaleerd.
Ontvangt de autotelefooncentrale geen ontvangstbevestiging dan wordt de oproep via een volgend basisstation binnen het betreffende oproepgebied uitgezonden.
Wenst een mobiele abonnee een gesprek vanuit de auto te voeren dan stelt hij eerst het betreffende telefoonnummer in en neemt vervolgens de telefoonhoorn van de haak. Daardoor zoekt zijn autotelefoon een vrij spreekkanaal op en zendt, zodra een vrij kanaal is gevonden, de ingestelde kiesinformatie uit die dan in de autotelefooncentrale voor het tot stand komen van de gewenste verbinding zorgt. Wanneer de verbinding uitgaat van de telefoonabonnee, dan komen de gesprekskosten op zijn gesprekskostenteller in de telefooncentrale; begint de autotelefoonabonnee dan worden de gesprekskosten geregistreerd op een magneetbandcassette in de autotelefooncentrale.

DE SIGNALERING

Voor de signalering op de radioweg wordt een beproefd systeem gebruikt nl. toonimpulsen met een frequentie van 1950 of 2070 Hz. Per cijfer worden, inclusief synchronisatie en controle, 16 bits van 10 ms toegepast. Een selectieve oproep naar een mobilofoon, bestaande uit mobielnummer en kanaalbevel, duurt daardoor 6 x 16 x 10 = 960 ms (zie fig. 3).



Opbouw selectieve oproep naar autotelefoon
(atfnr= autotelefoonnummer)



Opbouw enkelcijfer (2) gebruikt voor autotelefoonnummer en kiesinformatie.

Fig. 3: Opbouw selectieve oproep en enkelcijfer

Na deze selectieve oproep volgt een wachttijd tijdens welke de ontvanger van het basisstation wacht op het al of niet antwoorden van de mobiel. De totale oproepduur van één basisstation is daardoor ca. 1,3 s en in deze lange oproeptijd ligt nu een van de grootste beperkingen van dit systeem. Indien een oproep over heel Nederland over alle basisstations na elkaar zou worden uitgezonden bepalen deze oproepen vanaf de telefoonzijde de capaciteit van het systeem, niet de verkeerswaarde van de gesprekken. Door Nederland te verdelen in drie oproepgebieden, waarbij de telefoonabonnee dus reeds een voorselectie maakt, worden tijdsduur van oproepen en gesprekken meer met elkaar in overeenstemming gebracht.

Voor een gesprek vanuit een auto moet de kiesinformatie worden uitgezonden, voorzien van een kiesbegin- en een kieseinde-signaal alsmede een identificatiesignaal (abonneenummer van de autotelefoon) t.b.v. registratie van de gesprekskosten. Ook hiervoor wordt het 2-tonen systeem gebruikt en wordt, voor grotere zekerheid, de informatie 2x uitgezonden. Afhankelijk van het aantal cijfers van netnummer en abonneenummer duurt deze informatie-overdracht minimaal 2 x 1440 ms en maximaal 2 x 3200 ms (zie fig. 4).

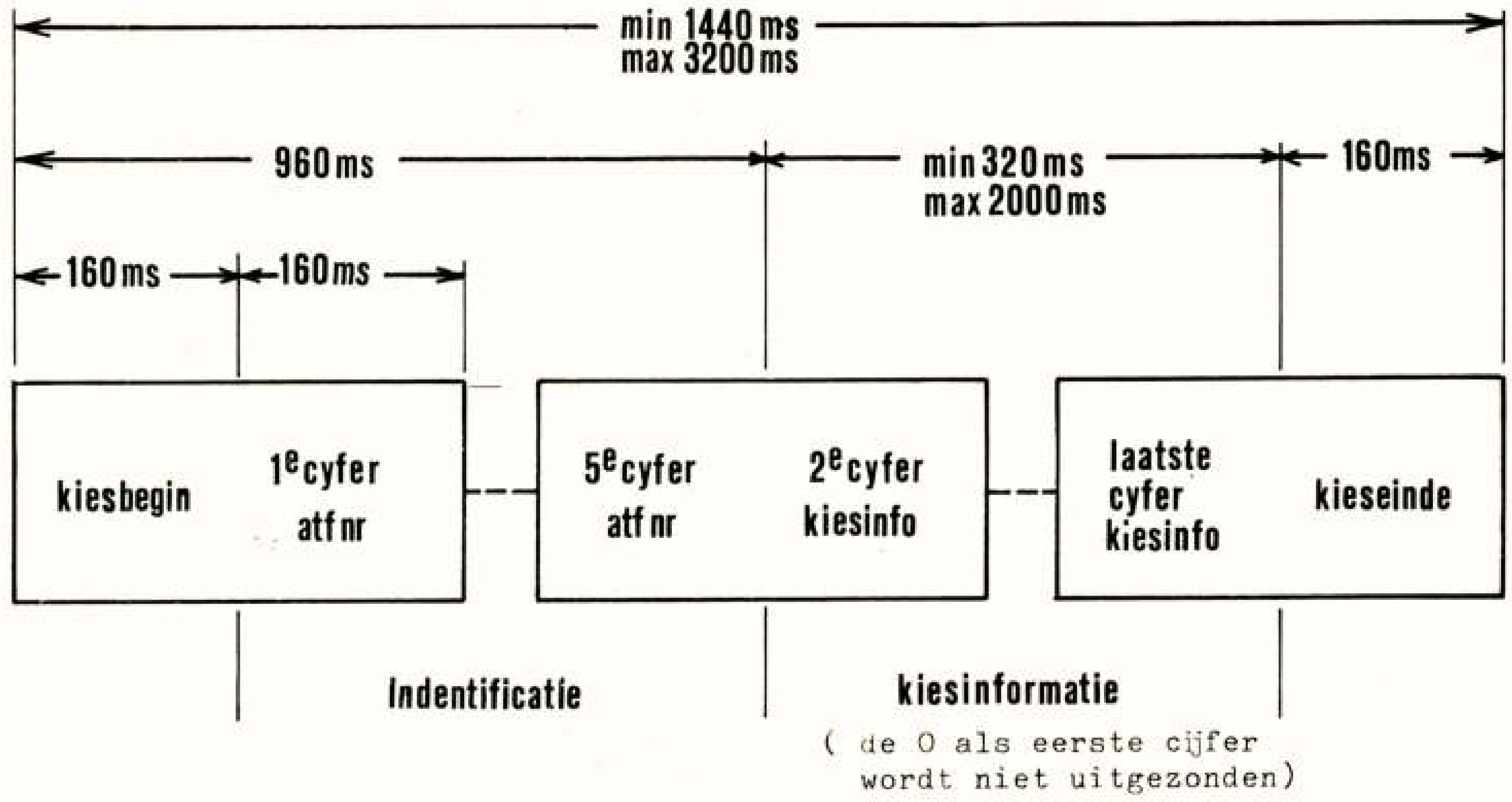


Fig. 4: Overdracht kiesinformatie (wordt 2 x uitgezonden)

Naast enkelcijfers (zie fig. 2) voor o.a. de selectieve oproep en de kiesinformatie bestaan er ook dubbelcijfers die gebruikt worden voor het kanaalbevel en als vrij signaal (zie in het vervolg).
In fig. 5 is als voorbeeld weergegeven de opbouw van het dubbelcijfer 27.

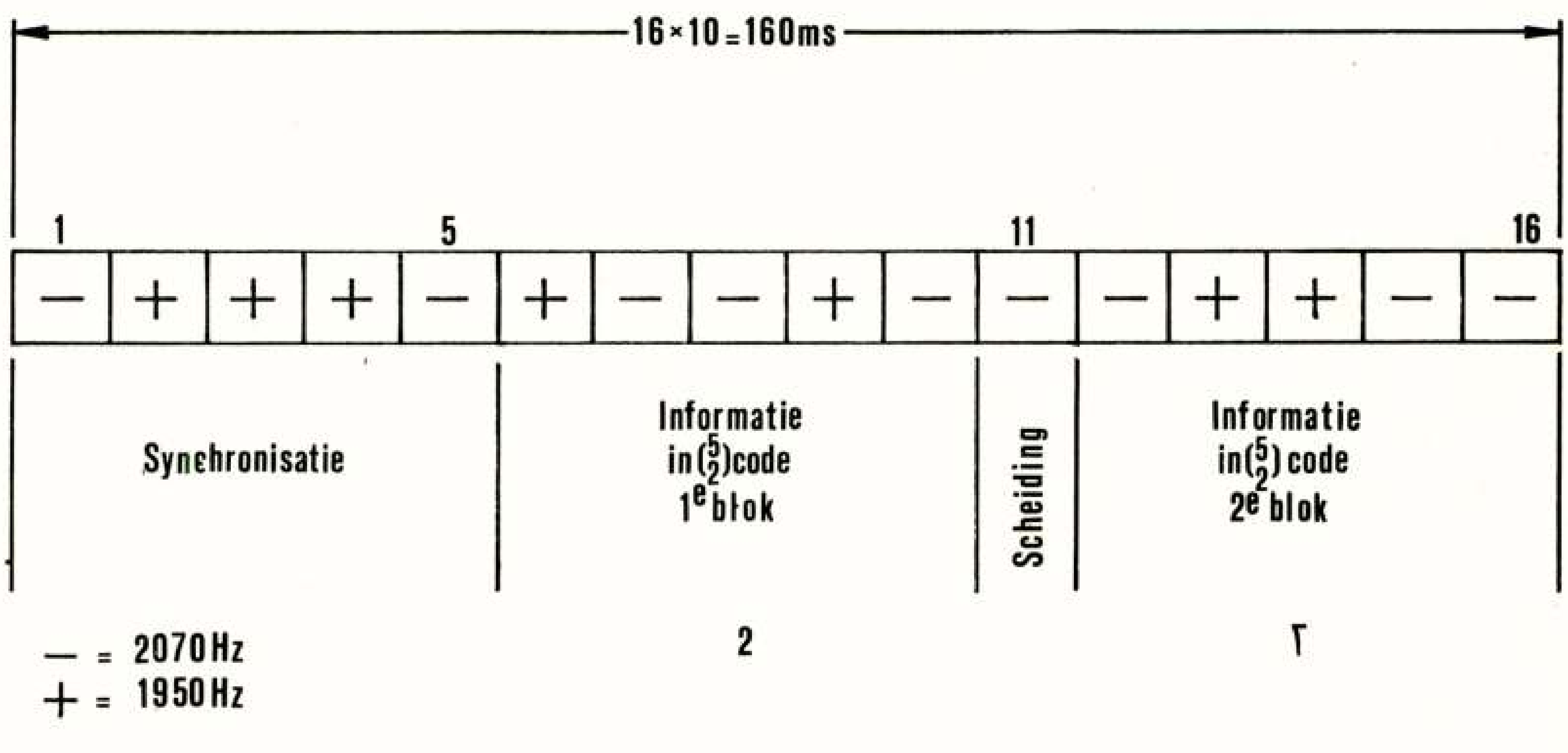


Fig. 5: Dubbelcijfer 27

Als specifiek vrijsignaal wordt door de basisstations een nummerinformatie uitgezonden. Dit nummer is instelbaar op de autotelefoon waardoor de mobiele deelnemer de mogelijkheid heeft om zelf te bepalen door welk basisstation het gesprek zal worden afgehandeld. Zo is het handig als men bv. rijdt van 's-Gravenhage naar Amsterdam om bewust te kiezen voor Amsterdam. In de grensstreek met Duitsland is het zelfs noodzakelijk om keuze te maken voor verbindingsopbouw via een Nederlands of Duits basisstation.
Voor de verdeling van de Nederlandse vrijsignalen zie fig. 6.



Fig. 6: Verdeling vrijsignalen in Nederland

Daarnaast worden de 1950 Hz en 2070 Hz signalen nog gebruikt als enkeltoonsignalen voor oproepbevestiging, beleggingssignaal en beginsignaal vanaf de mobiel en als gereed-voor-ontvangst en weksignaal vanaf het basisstation.

Bij de huidige netopbouw en rekeninghoudend met een stagnatiekans van maximaal 10% heeft het systeem een capaciteit van ca. 6 000 abonnees. Naar verwachting zal dit aantal vrij snel worden bereikt.

HET MOBIELE ABONNEETOESTEL

De autotelefoon is bedoeld om te kunnen telefoneren en verschilt dan ook niet wezenlijk van een gewoon telefoontoestel.
Door toepassing van moderne technieken is de bediening echter veel eenvoudiger gemaakt en aangepast aan het gebruik in de auto. In tegenstelling tot normale telefoontoestellen en mobilofoons of de voorloper van de autotelefoon, het door telefonistes bediende openbare landelijke mobilofoonnet, behoeft men bij de autotelefoon

- de geluidssterkte niet meer in te stellen
- geen gesprekskanaal in te stellen
- slechts de hoorn van de haak te nemen om te kunnen spreken
- en is door de verkorte kiesmogelijkheden van 15 zelfprogrammeerbare volledige telefoonnummers het zelf kiezen van lange cijfercombinaties weggevallen
- herhaald kiezen na bezet mogelijk

en biedt een beeldschermpje de mogelijkheden tot controle van het ingestelde nummer.
De zender/ontvanger met de besturingselektronica is ondergebracht in een aparte eenheid voor plaatsing in de kofferruimte van de auto.
De autotelefoon is leverbaar in twee uitvoeringsvormen: de CASTOR (fig. 7) waarbij kiespaneel en telefoonhoorn afzonderlijk worden ingebouwd en de POLLUX, (fig. 8) waarbij hoorn en kiesgedeelte één geheel vormen.

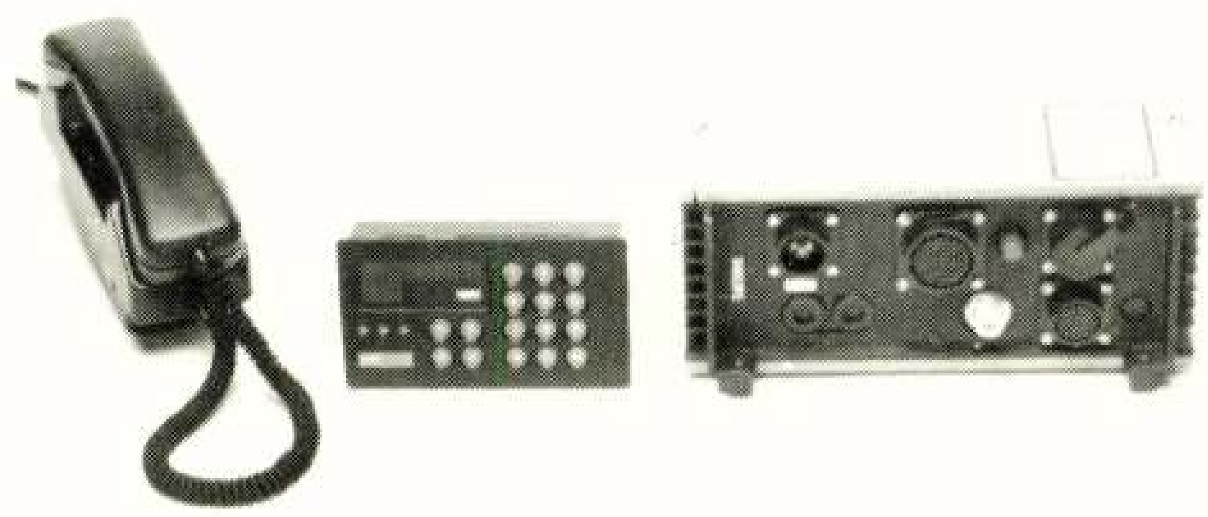


Fig. 7: CASTOR autotelefoon



Fig. 8: POLLUX autotelefoon

In de Verenigde Staten zijn uitgebreide proefnemingen verricht om de invloed van telefoneren op de rijprestaties te onderzoeken. Verrassend genoeg bleek van alle modellen autotelefoons en plaatsingsmogelijkheden slechts één combinatie een meetbaar ongunstige invloed op het rijgedrag te hebben. De proefpersonen hadden wel voorkeuren maar algemeen was toch de conclusie dat het beantwoorden van een binnenkomende oproep niet onveiliger of moeilijker is dan het afstemmen van de autoradio.

Wanneer we de ontwikkeling van de autotelefoon in de afgelopen 25 jaar overzien, dan constateren we dat een voor de gebruiker gecompliceerd technisch apparaat is geëvolueerd tot een vertrouwd modern abonneetoestel. Maar ook in de apparatuur is veel veranderd. Vroeger was bijna 95% van het volume nodig voor de zender/ontvanger en slechts 5% voor de controlefuncties.
Geleidelijk is deze verhouding bijna 50-50 geworden o.a. door toepassing van een synthesizer voor het opwekken van alle benodigde frequenties waardoor een aanzienlijke ruimtebesparing wordt bereikt. In de meest geavanceerde apparatuur is nu echter weer een belangrijke reductie van het besturingsdeel verkregen door introductie van een micro-processor. In de toekomst is zowel een verdere integratie van de besturing te verwachten als een vergaande miniaturisatie van het hoogfrequent-deel door o.a. toepassing van hogere frequentiebanden (800 MHz). Daardoor zal het mogelijk worden de apparatuur als een volledig draagbare unit uit te voeren.

BUITENLANDSE ONTWIKKELINGEN

Bondsrepubliek Duitsland

De Duitse "öffentlicher bewegliche Landfunkdienst", waarvan onze autotelefoon is afgeleid, is met ca. 10 000 abonnees vol bezet.
Om op korte termijn aan de groeiende vraag te kunnen voldoen zijn de vrijkomende kanalen van het handbediende net in gebruik genomen. Daar deze kanalen in een andere frequentieband liggen, 160 MHz i.p.v. 150 MHz, krijgt het mobiele apparaat in feite twee hoogfrequent-delen. Om dit tot één apparaat te kunnen integreren moest op micro-processor besturing worden overgegaan. De capaciteit van het net is hierdoor verdubbeld, maar met het huidige groeitempo zal over 5 à 7 jaar de grens opnieuw worden bereikt. Verdere mogelijkheden liggen dan in het gebruik van de 460 MHz band; de technische parameters voor een dergelijk net zijn echter nog in studie.

Oostenrijk en Luxemburg

Oostenrijk en Luxemburg zijn geïntegreerd in het Westduitse öbL-net; van uitbreiding is hier nog geen sprake, de abonnee-aantallen geven daartoe geen aanleiding. België, Zwitserland en het U.K. hebben systemen die qua capaciteit en faciliteiten vergelijkbaar zijn met West-Duitsland. Ook buiten Europa passen een aantal landen het öbL-systeem toe.

Scandinavië

Interessant is de ontwikkeling in de Scandinavische landen waar een handbediend net in 1978 reeds ca.

50 000 abonnees telde.
Om aan de spectaculaire groei (tot 10 000 per jaar) tegemoet te komen is door de vier landen een specificatie opgesteld voor een gemeenschappelijk automatisch autotelefoonsysteem. In Zweden bestaan plannen in 1981 een volautomatisch net, met maximaal 440 kanalen en 60 000 deelnemers, gebaseerd op deze specificatie operationeel te hebben. In concentratiegebieden, zoals Stockholm wordt dan het "small cell" concept toegepast, wat inhoudt kleine reikwijdten waardoor een zelfde kanaal op korte afstand opnieuw kan worden gebruikt hetgeen een aanzienlijke besparing in benodigde frequentieruimte geeft. Wel is hierbij "handover" noodzakelijk d.w.z. als een mobiele abonnee tijdens een gesprek aan de grens van het bereik van een basisstation komt, dan wordt automatisch overgeschakeld naar een nieuw basisstation. De signalering vindt volledig digitaal plaats met een snelheid van 1200 bits/s.
Het zoekprobleem is opgelost door gebruik te maken van een zgn. adresboeksysteem, de centrale waar de mobiele abonnee thuishoort weet altijd waar deze zich bevindt in Scandinavië (voorlopig alleen Zweden). Dit is mogelijk omdat iedere autotelefoon in dit systeem zich automatisch meldt als het bereik van een nieuw basisstation wordt binnengereden. Deze informatie wordt door het basisstation naar de betreffende autotelefooncentrale doorgegeven en aldaar in het geheugen van de processor opgeslagen.

Verenigde Staten van Amerika

De Verenigde Staten kent geen landelijk net maar alleen exploitatie per stad indien de telefoonfirma of een particuliere firma daartoe overging. De verbindingsopbouw per stad is automatisch in beide richtingen, buiten zijn eigen gebied zijn de mogelijkheden beperkt tot enkele handbediende kanalen. Daar ook het aantal beschikbare kanalen te gering is, werd enige jaren geleden besloten om de 800 MHz band te ontsluiten en daarin een blok kanalen vrij te geven voor een HCMTS (high capacity mobile telephone system).
Momenteel worden in dit kader twee proefsystemen ingericht, in Chicago door Bell en in Washington door Motorola, waaraan ook het publiek zal deelnemen. Beide systemen zijn opgezet voor een capaciteit van meer dan 100 000 abonnees.
Daarnaast wordt in de Verenigde Staten ook gestudeerd op de mogelijkheid om satellieten in te schakelen voor mobiele communicatie, voorlopig alleen voor communicatie in gebieden door rampen getroffen of voor acties in de overheidssfeer bv. douane. In de verre toekomst zou het echter best tot een commercieel beschikbaar systeem kunnen uitgroeien.

Japan

Ook in Japan bestond reeds lang de behoefte aan een goed werkend autotelefoonsysteem. Men heeft daar gekozen voor gebruik van de 800 MHz band waarin 1 000 kanalen beschikbaar zijn en een systeem dat plaats biedt aan 100 000 gebruikers per servicegebied.
In 1974 - 1975 is een proefbedrijf van start gegaan met succesvolle afloop en men verwacht het systeem in het begin van de 80'er jaren operationeel te hebben. Daarnaast bestaat nog een volledig automatisch net in de 460 MHz band met een capaciteit van 7 000 deelnemers dat echter niet voor het publiek toegankelijk is, maar wordt gebruikt als noodsysteem bij rampsituaties zoals aardbevingen en vloedgolven.

DE TOEKOMSTVERWACHTINGEN VOOR HET NEDERLANDSE NET

Verwacht wordt dat het nu geïntroduceerde autotelefoonsysteem tot ca. 1985 aan de vraag zal kunnen voldoen. Marktonderzoeken in diverse landen wijzen echter uit dat gerekend moet worden met 2-6 autotelefoons per 1 000 inwoners, in de concentratiegebieden zelfs tot 10. Voor ons land betekent dat in 1990 tussen de 30 000 en 100 000 abonnees. De uiteindelijke aantallen hangen natuurlijk sterk af van de acceptatie door het Nederlandse publiek. Deze acceptatie zal worden beïnvloed door o.a. beschikbaarheid, afmetingen, tariefstelling, etc.
Voor een volgend systeem in Nederland kan worden gedacht aan:
- "small cell" concept om de beschikbare frequenties optimaal te benutten
- daaruit voortvloeiend "handover", dus zonder hoorbare onderbreking wordt een gesprek voortgezet via een nieuw basisstation bij uitrijden van een werkingsgebied
- draagbare apparatuur zodat de telefoon altijd bij de hand is.
  Dit is echter moeilijk te verwezenlijken o.a. door de sterk vergrote reikwijdte bij gebruik in hoge gebouwen hetgeen onderlinge storing veroorzaakt
- gebruik van adresboek of anderszins zodat de mobiele deelnemer minstens over geheel Nederland bereikbaar is
- bedekking over heel West-Europa en niet alleen Nederland
- digitale "gescrambelde" transmissie van de spraak zodat gespreksgeheim is gewaarborgd.

Voordracht gehouden op 29 maart 1979 in het PTT vergadercentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 279), de Sectie Telecommunicatietechniek KIvI en de Benelux Sectie IEEE.

TELEX, TELEFAX EN TELETEX, DIENSTEN VOOR TEKSTCOMMUNICATIE.

Ir. Jelle Kok
SIEMENS NEDERLAND N.V.

INLEIDING

Alvorens op de tekstcommunicatie-diensten Telex, Telefax en Teletex in te gaan een paar algemene opmerkingen over nieuwe diensten.

Er zijn vele nieuwe diensten in studie. Zoveel, dat vorig jaar september op een congres van Europese PTT-ingenieurs (het FITCE-congres in Berlijn) er een gehele week mee kon worden gevuld.

Voorbeelden van nieuwe diensten zijn Teletekst en Viewdata. Deze worden altijd in één adem genoemd (net als Telefax en Teletex). Het zijn nieuwe communicatievormen gerelateerd aan het TV-toestel.

Andere mogelijkheden met behulp van een TV-scherm zijn bijvoorbeeld beeldtelefoon en videovergadering.

Verder zijn er een groot aantal nieuwe diensten mogelijk met behulp van de telefoon. Deze lijst met mogelijkheden is nog veel verder uit te breiden. Denk aan data-diensten (bijv. het packet-switching-net DN1 dat PTT in 1980 in bedrijf zal nemen), denk aan elektronische post, denk aan de scribofoon.

Dit artikel gaat over de nieuwe diensten Teletex en Telefax, echter voorafgegaan door een aantal opmerkingen t.a.v. de reeds lang bestaande dienst de Telex, vanwege de samenhang van deze dienst met de beide andere communicatievormen.

TELEX

Het wereldtelexnet bestaat op dit moment uit meer dan 1 miljoen aansluitingen, waarvan ruim de helft in Europa. In Nederland zijn op dit moment ca. 28.000 aansluitingen.

De gemiddelde groei van het aantal aansluitingen, ca. 10 % per jaar, is in de Verenigde Staten wat groter dan in Europa zodat de relatieve achterstand in de V.S. daar wat wordt ingelopen.

Wat is het geheim van de telex, of van de verreschrijver, zoals hij in goed Nederlands heet? Toen Werner von Siemens in 1847 de wijzertelegraaf bouwde, kon hij nauwelijks vermoeden dat het tot zo'n wereldomspannend telexnet zou komen. Als belangrijkste voordelen van de verreschrijver kan worden genoemd:

- de ver doorgevoerde standaardisatie en het universele karakter (ieder met ieder; alleen de inhoud belangrijk, niet de vorm);
- de snelheid t.o.v. de briefpost;
- het economisch gebruik;
- de eenvoudige bedienbaarheid;
- de mogelijkheid van een dialoog.

Ondanks deze voordelen zijn er ook nog wensen. Een aantal van deze wensen zijn dankzij de moderne elektronika inmiddels gerealiseerd. Zo heeft de semi-elektronische verreschrijver 1000 (figuur 1), welke inmiddels ook in Nederland door PTT geïntroduceerd is, meer bedieningscomfort, en is zeer geluidsarm.

Een voorbeeld van dit verhoogde bedieningscomfort is de automatische cijfer-letteromschakeling, de gecombineerde terugloop-wagen, nieuwe regeltoets, en dergelijke voorzieningen.

Een aantal andere wensen t.a.v. de telex, zoals verkort kiezen, kiesherhaling, een meervoudig adres, tekstbewerkingsmogelijkheden, enz., zijn door de moderne elektronika zonder meer mogelijk, maar in een aantal gevallen strijdig met het belangrijkste voordeel van de telex, nl. de ver doorgevoerde standaardisatie.

Wel kunnen dit soort voorzieningen - voor grote bedrijven - via eigen message-switching automaten worden gerealiseerd. In de komende jaren zullen dit soort voorzieningen echter ook voor de middelgrote en de kleinere bedrijven mogelijk worden. Daarnaast zal een deel van deze faciliteiten met de moderne SPC-gestuurde openbare telexcentrales mogelijk zijn.
Wij hebben gezien dat bij de telex de standaardisatie eigenlijk ook een beperking vormt. Er kan bijv. alleen geschreven tekst worden overgezonden.
Voorts is de beschikbare tekenset beperkt (alleen hoofdletters òf kleine letters, geen nationale leestekens zoals de Duitse Umlaut, enz.).
De inhoud van de naamgever is beperkt tot 20 tekens, terwijl er geen ongestoord lokaal bedrijf mogelijk is. Verderop zullen wij zien dat juist hierdoor de nieuwe tekstcommunicatiediensten Telefax en Teletex, en mogelijk nog andere, naast de Telex, en als aanvulling op de mogelijkheden van de Telex, zullen ontstaan.

omdat daar uitgebreide marktstudies zijn verricht en gepubliceerd, op grond waarvan concrete plannen zijn ontwikkeld voor invoering van deze diensten.
Eerst een stukje van de voorgeschiedenis.
In februari 1974 werd door de Bundesregierung een onafhankelijke commissie ingesteld.
Deze commissie - de Kommission für den Ausbau des technischen Kommunikationsystem in der B.R.D., kortweg KtK - bestond uit 22 leden, vertegenwoordigers uit wetenschap, politiek, economie, pers, omroep, vakbonden, etc..
Redenen voor instelling van deze commissie waren onder meer de kostenexplosie bij de administratie (bijv. bij de briefpost), het nauwelijks mogelijk zijn van verdere rationalisatie, en nieuwe mogelijkheden welke ontstonden door technische vooruitgang.
De taakstelling van de commissie was het uitwerken van voorstellen voor een economisch en voor de gemeenschap wenselijk technisch communicatiesysteem voor de toekomst.



Fig. 1

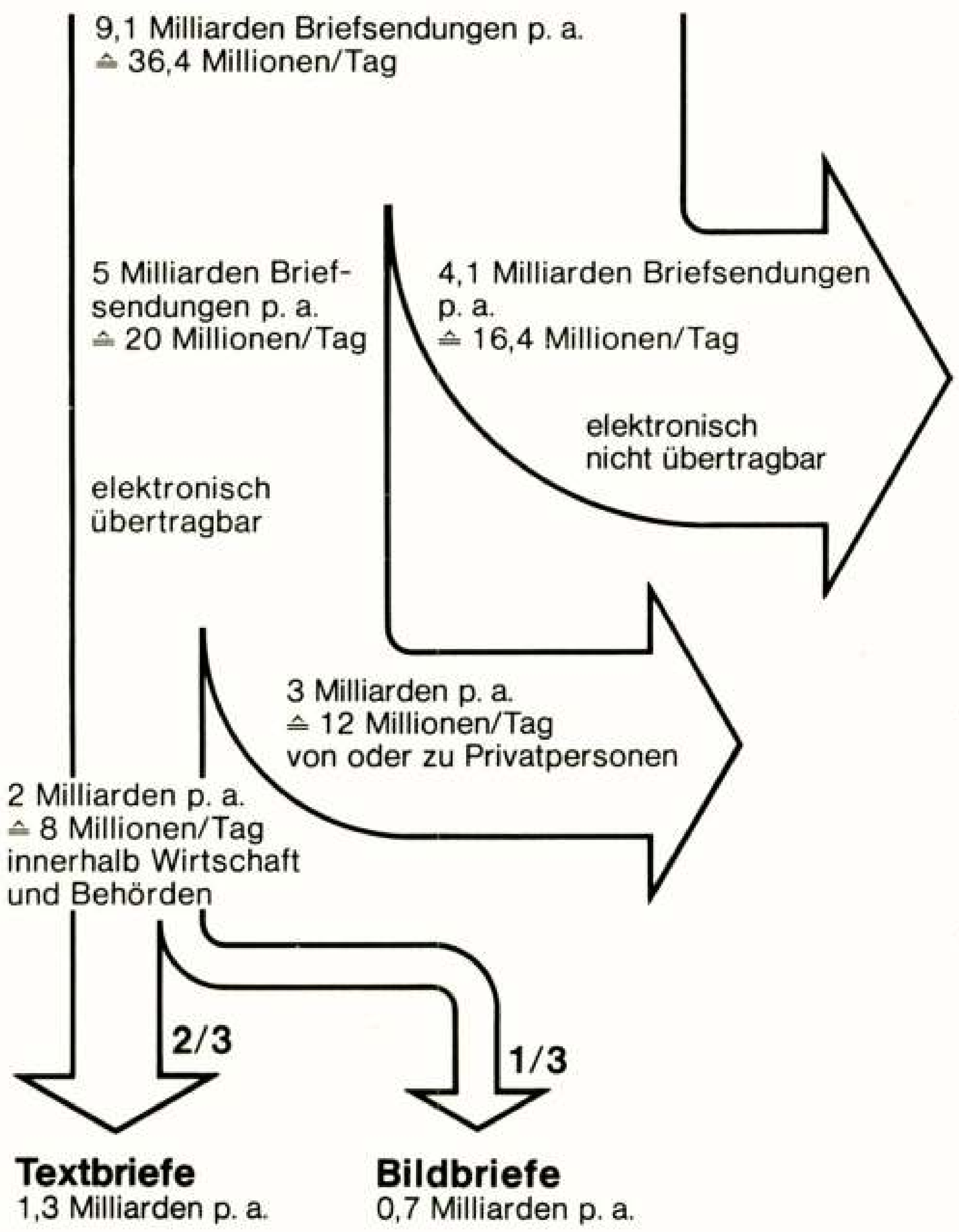
KtK-STUDIE

Tot zover de mogelijkheden en eigenschappen van het Telexnet.
Wat betreft Telefax en Teletex wil ik voor een deel uitgaan van de situatie in West-Duitsland,

Het resultaat, een rapport met 8 bijlagen, verscheen 2 jaar later in januari 1976.
Ten aanzien van de tekstcommunicatie 2 belangrijke uitspraken uit het KtK-bericht:
- de concurrentie op nationale en internationale markten richt zich in toenemende mate op de

vraag: wie voor een economische beslissing sneller en exacter de juiste informatie heeft, en wie met aktieve informatie sneller en effektiever ingrijpt. De concurrentie wordt dus steeds meer een communicatie-concurrentie.

- de versnelling van de briefcommunicatie door het gebruik van telecommunicatievormen ondersteunt niet alleen de beslissingsprocessen bij bedrijfsleven en overheid, maar bevordert ook de nationale en internationale uitwisseling van goederen en diensten. Daardoor ontstaat een positief effekt op de produktiviteit.



Briefverkehr in der Bundesrepublik Deutschland (nach KTK)

Fig. 2

De belangrijkste aanbevelingen van de KtK t.a.v. tekstcommunicatie waren:

- een verder uitbouwen van de Telex-dienst,
- het invoeren van een Teletex-dienst en een Telefax-dienst,
- de ontwikkeling van nieuwe eindapparatuur voor het opnemen en weergeven van teksten en stilstaande beelden,
- een verdere uitbouw van het openbare telex- en datanet als aanpassing aan de sterk stijgende behoefte aan communicatie.

Iets over het onderzoek naar de binnenlandse markt: van het totaal van ruim 9 miljard poststukken per jaar (brieven, drukwerken, etc.) is ca. 4 miljard niet elektronisch over te brengen; ca. 5 miljard poststukken per jaar kunnen echter wel wat betreft formaat en inhoud langs elektronische weg worden overgebracht (zie fig. 2).

Van deze ca. 5 miljard poststukken per jaar betreft ongeveer 60 % tekstcommunicatie met of tussen particulieren, en ongeveer 40 % tekstcommunicatie binnen bedrijfsleven en overheid.

Deze 40 % (oftewel ca. 2 miljard poststukken per jaar) is te verdelen in 2/3 deel tekstbrieven en 1/3 deel beeldbrieven.

Deze 40 % binnen bedrijfsleven en overheid komt uit economische motieven het eerste in aanmerking voor nieuw in te voeren tekstcommunicatiediensten.

Aan te nemen is dat voor Nederland en andere West-Europese landen de grootte-orde weliswaar heel anders is, maar dat de verhoudingen ongeveer overeenkomen.

TELEFAX

Wij zouden Telefax kunnen definiëren als een vorm van telecommunicatie, waarmee tekeningen, schetsen en teksten, dus in het algemeen stilstaande beelden, kunnen worden overgebracht en afgedrukt op papier.

Onder de Telefax-dienst zouden wij dan verstaan een openbare dienst van PTT, met als belangrijkste eigenschappen een ver doorgevoerde vorm van standaardisatie, een garantie voor een goede dienstkwaliteit, en de aanwezigheid van een Telefaxgids.

Hoe werkt nu een Telefaxtoestel?

Bij de meest gebruikte uitvoering wordt het papier (meestal in A4) opgespannen op een roterende trommel. Aan de zendzijde wordt een leeskop in de lengterichting langs deze draaiende trommel bewogen. Het papier wordt elektronisch afgetast, en wel in lijnen. De informatie wordt gemoduleerd en direkt verzonden (zouden wij deze informatie willen opslaan dan zouden wij voor een A4 bladzijde ca. 500.000 bit nodig hebben).

Aan de ontvangstzijde lopen trommel en schrijfkop synchroon mee. In fig.1 is een modern Telefaxtoestel aangegeven, dat volgens dit principe werkt. Een wezenlijk kenmerk van zo'n toestel is

de eenvoudige bedienbaarheid, de bedienelementen zijn slechts: een opspanhefboom voor het papier, een nettoets met een netcontrolelamp, een ontvangtoets en een zendtoets.
Over de gehele wereld is een grote variëteit van telefax-toestellen in gebruik. In alle gevallen wordt het papier in horizontale lijnen afgetast. Het lezen gebeurt in het algemeen optisch via een lenzenstelstel.
Voor het schrijven aan de ontvangstkant zijn evenwel vele mogelijkheden. Dit kan zijn fotografisch, elektrosensitief, hittegevoelig, elektrochemisch, of met inkt, om een paar te noemen.
Behalve met een roterende trommel zijn er ook uitvoeringen van een zgn. vlakbed-fax. Het technische probleem hierbij is dat in een beperkte tijd een groot aantal lijnen geschreven moet worden, met daardoor een zeer snelle terugslag.
Met moderne elektronika zijn hiervoor mogelijkheden ontstaan, bijv. door meer deze lijnen tegelijk te lezen, en daardoor langzamer. Deze informatie wordt opgeslagen in een geheugen en vervolgens lijn na lijn verzonden (dit is nodig vanwege de compatibiliteit met bestaande Telefax-apparaten).
Aan de ontvangzijde wordt deze informatie weer opgeslagen in een geheugen, waarna een aantal lijnen parallel geschreven worden.

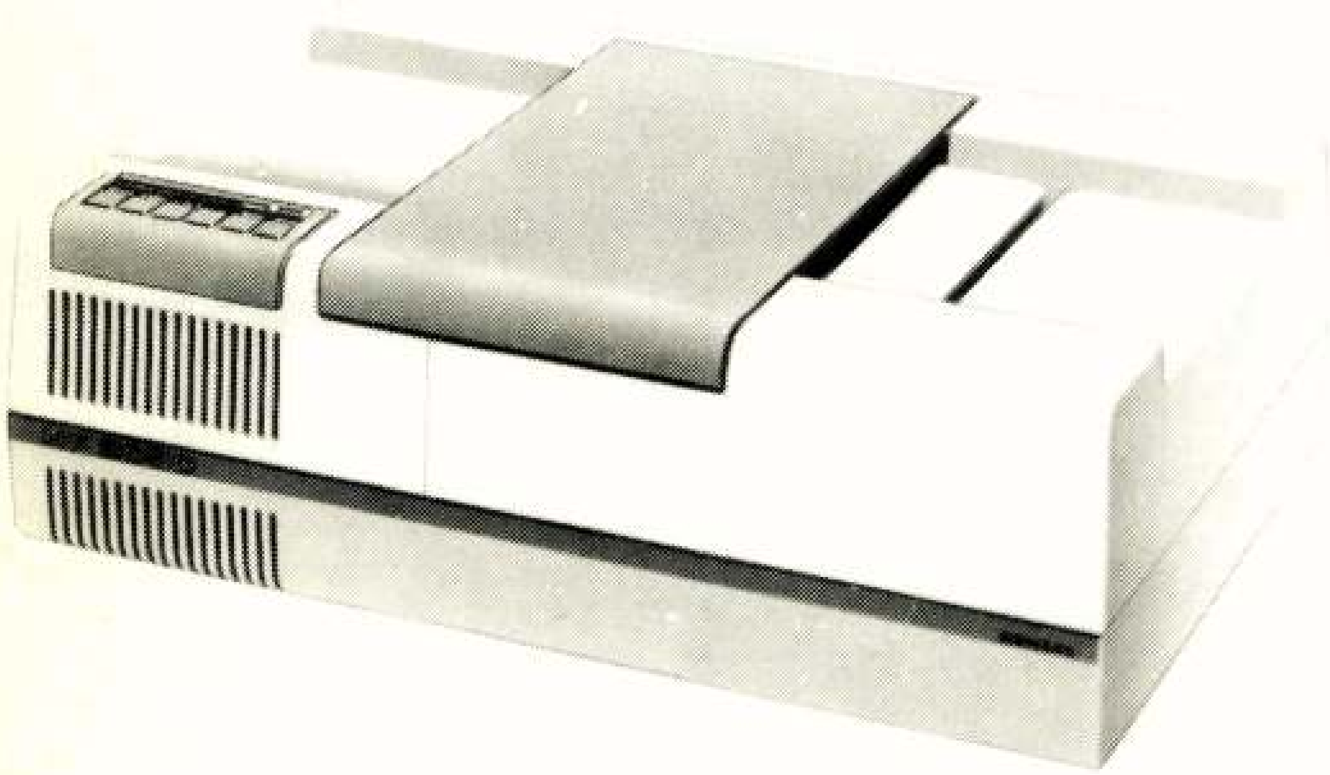


Fig.4

In fig. 4 ziet u een nieuw Telefax-toestel dat volgens dit principe werkt. Hier worden 6 lijnen gelijktijdig gelezen, na elkaar uitgezonden, en aan ontvangzijde gelijktijdig geschreven, geheel geruisloos door toepassing van een inkt-matrix-schrijfkop.

De uitgangssituatie, welke in vele West-Europese landen geldt, is dat het aantal Telefaxtoestellen, dat in gebruik is, klein is, zeker in vergelijking met de Telex. In Nederland bijvoorbeeld nog geen 2000 stuks. Als belangrijkste reden geldt ongetwijfeld het nauwelijks aanwezig zijn van enige compatabiliteit: transmissietijden van 1 tot 6 minuten per blz. D in A4, verschillende modulatieprincipes en een grote typenveelvoud.
In onderstaande tabel is een overzicht gegeven van de op dit moment binnen de CCITT vastgestelde groepen. Van alle drie de groepen zijn diverse fabrikaten op de markt aanwezig.
Eigenlijk alleen binnen groep 2 is de standaardisatie zodanig dat samenwerking van apparatuur van verschillende leveranciers mogelijk is.
In de meeste West-Europese landen zijn alle drie de groepen toegelaten voor aansluiting aan het openbare telefoonnet of aan huurlijnen.
Hier is echter geen algemene regel; in Frankrijk bijv. is groep 3 alleen toegelaten op huurlijnen.
In West-Duitsland is inmiddels een openbare Telefaxdienst ingevoerd. Het belangrijkste kenmerk van deze dienst is dat er alleen apparaten van groep 2 mogen deelnemen (toestellen van groep 1 worden niet meer toegelaten, de apparaten van groep 3 worden eerst in deze Telefaxdienst opgenomen na standaardisatie binnen CCITT).
Gerekend wordt met ca. 50.000 aansluitingen in 1985 (op dit moment ca. 5000 aansluitingen, dus een verwachte groei van 1000 % !).
Ook in andere landen zijn soortgelijke plannen. In Frankrijk bijvoorbeeld wil men starten met groep 2 apparaten. Bovendien denkt men daar aan de invoering van een "telecopieur-grand-publique", een soort volksfax dus. Deze moet compatibel zijn met de professionele apparaten van groep 2. Genoemd wordt een kostprijs van ca. FF 2.000.-, uitgaande van 1 miljoen aansluitingen tegen 1990. In deze - zeer ambitieuze - plannen is sprake van invoering nog vóór het opnemen van groep 3 in de openbare Telefaxdienst.
In Nederland bestaat een gelijksoortige situatie. Hoewel concrete PTT-plannen niet bekend zijn, mag worden aangenomen dat ook hier op dit moment nog geen 2000 Telefax-apparaten in Nederland in gebruik zijn.
PTT heeft aangekondigd om op korte termijn een Telefax-gids te doen verschijnen.
Daarnaast lopen diverse experimenten op het gebied van elektronische briefpost, bijv. met Japan en de V.S., en bestaan plannen voor invoering van een Telefaxdienst tussen verschillende grote postkantoren.

Enige algemene kenmerken van Telefax zijn:
- snel t.o.v. briefpost
- economisch
- tekeningen en teksten kunnen worden overgedragen
- onafhankelijk van de taal
- geen "vertaalfouten" mogelijk
- handtekeningen kunnen worden overgebracht
- aansluitbaar aan elke telefoonaansluiting
- eenvoudig bedienbaar

De voordelen van een openbare Telefax-dienst t.o.v. de huidige situatie zijn, dat door deze openbare dienst garanties voor de kwaliteit aanwezig komen. Daarnaast is door de standaardisatie binnen de groep een berichtenverkeer van iedere Telefax-abonnee met iedere andere Telefax-abonnee mogelijk, vooral ook door het opnemen van de abonnees in de Telefaxgids.
Als specifieke toepassing van de Telefax zijn legio voorbeelden te bedenken, zoals montagegegevens, schakelingen, schetsen, oorkondes, handgeschreven correcties, handtekeningen.
In het algemeen dus direkt door te geven informatie, welke geheel in overeenstemming met het origineel moet zijn.
Eén voorbeeld tenslotte van het gebruik van een Telefax-toestel in de bankwereld, t.b.v. het snel opnemen van geld.
Bij de ABC-Kredietbank in Berlijn, met 20 bijkantoren, worden de kredietaanvragen op een bijkantoor ingevuld, en vervolgens per Telefax naar het hoofdkantoor verzonden.
Daar wordt de handtekening gekontroleerd, evenals de kredietwaardigheid van de aanvrager.
Per telefax wordt de aanvraag, nu voorzien met goedkeuring en parafen, teruggezonden naar het bijkantoor, waar de uitbetaling kan plaatsvinden.

TELETEX

Teletex is te definiëren als een vorm van telecommunicatie waarmee de briefteksten kunnen worden overgebracht, gebruik makend van een volledige tekenset (dus hoofdletters èn kleine letters).
Deze overdracht vindt teken voor teken plaats.
Onder Teletex-dienst wordt verstaan een openbare dienst, van PTT, welke gestandaardiseerd is, een garantie biedt voor de kwaliteit, en waarbij een Teletex-gids aanwezig is.
Hierbij spelen een 2-tal aspekten een belangrijke rol. Ten eerste t.a.v. het tekstverkeer, waarvoor geldt dat communicatie van iedere abonnee met andere abonnee mogelijk moet zijn.
Dit leidt tot een aantal basis-eisen, en daarnaast tot een aantal wensen.
Basiseisen zijn bijvoorbeeld compatibele eindapparatuur, een goede transmissiekwaliteit, een Teletexgids, en overgang naar het Telexnet.
Als wensen zijn te noemen de mogelijkheid van onbediende ontvangst, het automatisch quiteren van ontvangen berichten en de mogelijkheid van dialoogverkeer.
Het tweede zeer belangrijke aspekt geldt het aanmaken van de tekst: hier moeten de eigenschappen aanwezig zijn van een moderne kantoorschrijfmachine.
Dit wil zeggen de aanwezigheid van een volledige tekenset, de mogelijkheid gebruik te maken van bladpapier i.p.v. papier op de rol, en tabulatiemogelijkheden.
Daarnaast zijn een ongestoord lokaal bedrijf, een eenvoudige vorm van tekstbewerking en een drukker met correspondentiekwaliteit wenselijk.
Een belangrijk aspekt is de samenwerking tussen Teletex-abonnees en Telex-abonnees. Hier dient een conversie plaats te vinden van de code (ITA5 naar ITA2), de snelheid (2400 bit/sec naar 50 band), de signalering en de procedures.
Deze conversie kan plaatsvinden in het net (bijv. in een geïntegreerd datanet zoals IDN in West-Duitsland), maar ook in de eindapparatuur zelf.
Reeds genoemd is als basiseis het aanwezig zijn van compatibiliteit. Deze geldt vooral t.a.v. het alfabet. Hier wordt gepoogd een standaardisatie te vinden, rekening houdend met andere telecommunicatievormen, bijv. Telex, Viewdata, Antiope, e.d.
Het gevaar bestaat dat hierbij door nationale eisen een hoeveelheid ballast ontstaat welke een gevaar vormt voor een internationale compatibiliteit.
Dit is op dit moment reeds te constateren bij Viewdata, wat in Engeland reeds in bedrijf gekomen is, maar in deze vorm bijv. niet in Frankrijk, Duitsland en de Skandinavische landen kan worden ingevoerd.
Verder dient een standaardisatie te worden bereikt t.a.v. stuurtekens, transmissiesnelheid, transmissieprocedure en foutendetektie, het te gebruiken papierformaat en lengte en indeling van de naamgevertekst.
Een andere belangrijke eigenschap van Teletex dient te zijn dat onbediende ontvangst mogelijk is.
Ook in dit geval dient een ontvangen bericht gequiteerd te worden, terwijl de volledigheid van dit bericht dient te worden vastgesteld.
Daarnaast zijn uiteraard maatregelen nodig voor spanningsuitval en papierbewaking.
Als belangrijke eigenschap van Teletex dient ook te worden beschouwd de reeds genoemde overgangs-

mogelijkheid naar het telexnet. Dit betekent nl. dat bij het begin van de Teletex-dienst direkt tekstcommunicatie mogelijk is met de ruim 1 miljoen telex-abonnees over de gehele wereld. Dit betekent echter dat de tekenvoorraad en het tekstformaat in dit geval dezelfde moeten zijn als bij telex.

Betekent nu deze standaardisatie ook het ontstaan van één soort Teletexterminal?
Neen. Omdat er diverse opties mogelijk zijn, bijv. t.a.v. de lokale funkties (een eenvoudige tekstbewerking tot een comfortabele tekstverwerking toe) en t.a.v. de communicatie (verkort kiezen, kiesherhaling, automatische verzending, en een



Fig. 5

meervoudig adres).
Hierdoor zal een heel spectrum aan Teletex-terminals kunnen ontstaan, bijv. in eenvoudige vorm vergelijkbaar met de verreschrijver zoals getoond in fig. 1, tot komplete tekstcomputers toe. Dit is echter sterk afhankelijk van de opstelling van de PTT. Een voorbeeld van een Teletextoestel is gegeven in Fig. 5.
In een Teletextoestel zullen veel funkties elektronisch kunnen worden gerealiseerd. Daarnaast blijven er - en dat geldt evenzeer voor de Telex en voor de Telefax - een aantal funkties welke mechanisch of elektromechanisch moeten worden opgelost.
In dit opzicht is het belangrijkste onderdeel van een dergelijk toestel ongetwijfeld het afdrukmechanisme. Bij de keuze hiervan spelen criteria mee als kwaliteit van de afdruk, snelheid, het aantal mogelijke tekens, het geluid en de aanpassing aan de elektronika.
Bij de verreschrijver 1000 is dit op een elegante manier gerealiseerd met behulp van een kleine

In tegenstelling tot de Telex dient bij Teletex een ongestoord lokaal bedrijf mogelijk te zijn. D.w.z., dat tijdens lokaal bedrijf (bijv. het voorbereiden van een bericht) toch een ongestoorde ontvangst van een bericht mogelijk is. Ook in dit geval moet het ontvangen bericht worden gequiteerd, inklusief het uitzenden van de eigen naamgevertekst.
Na beëindiging van het lokaalbedrijf moet automatisch het ontvangen en opgeslagen bericht worden afgedrukt.
Voor de acceptatie van een Teletex-dienst op grote schaal zullen dus de volgende eigenschappen t.a.v. de bediening aanwezig moeten zijn:
- de funkties van moderne kantoorschrijfmachine
- tekstbewerkingsmogelijkheden
- tekstgeheugen
- redigeer mogelijkheden
- een geluidarme drukker, met een zeer goede correspondentie afdrukkwaliteit
- eenvoudige bediening
- standaardisatie t.a.v. de bediening

kunststofschijf. Het aantal tekens op deze kunststofschijf (zie fig. 6) kon beperkt zijn doordat in het telex-alfabet slechts een beperkte tekenset aanwezig is. Voor een Teletex-toestel is een dergelijke beperkte typenschijf echter niet mogelijk.
Welke afdruksystemen uiteindelijk voor Teletex-apparatuur gebruikt zullen gaan worden, is nog niet te voorzien. Uiteraard zijn hier ook mogelijkheden voor matrix-drukkers, waarbij door het principe een zeer groot aantal verschillende tekens kan worden afgedrukt, bijv. hoofdletters én kleine letters, zowel rechtop als kursief, bijv. ook extra grote, extra kleine, extra smalle of extra brede letters, tot Hebreeuwse, Arabische of Griekse lettertekens toe (zie fig.7).

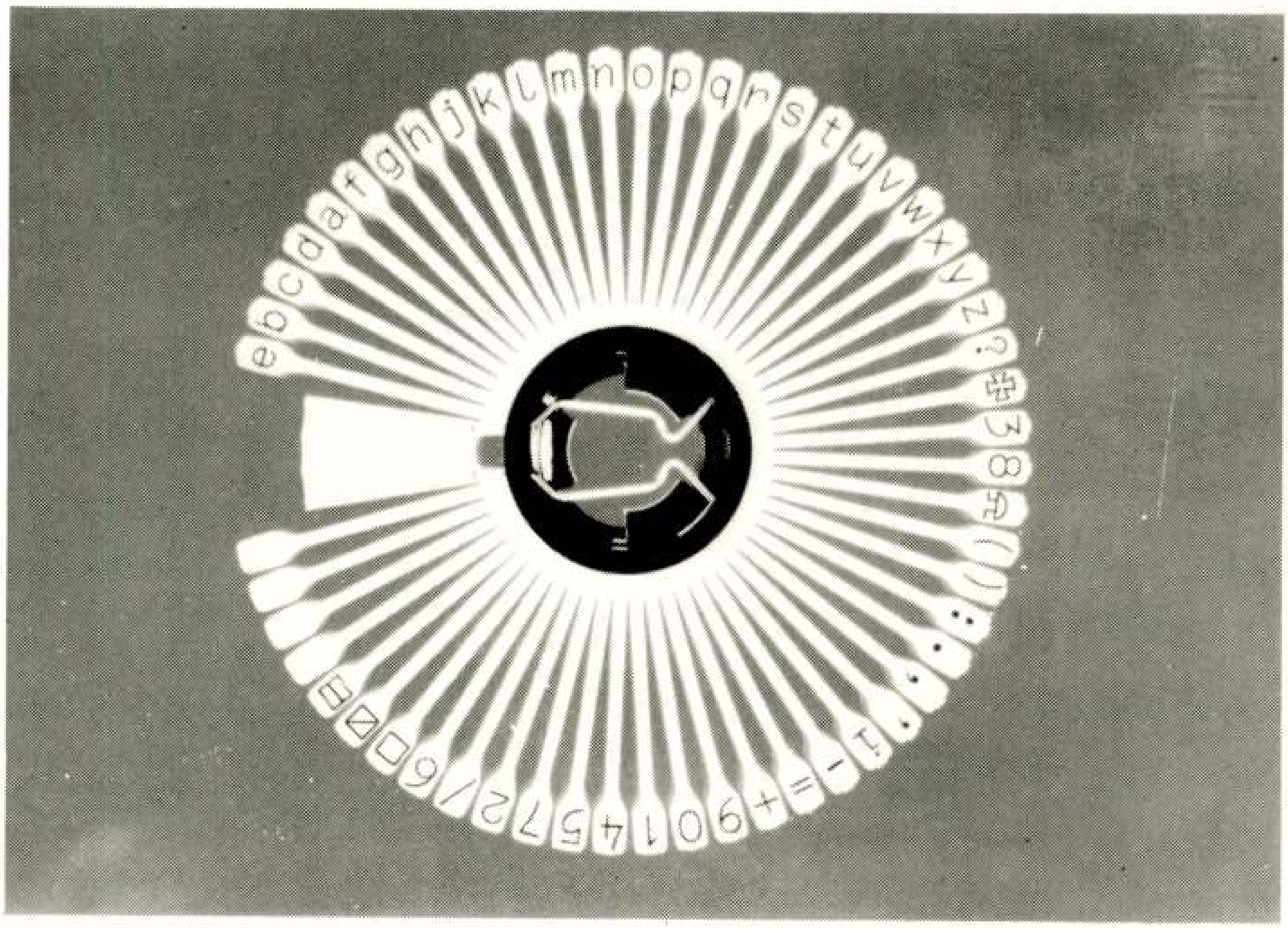


Fig. 6

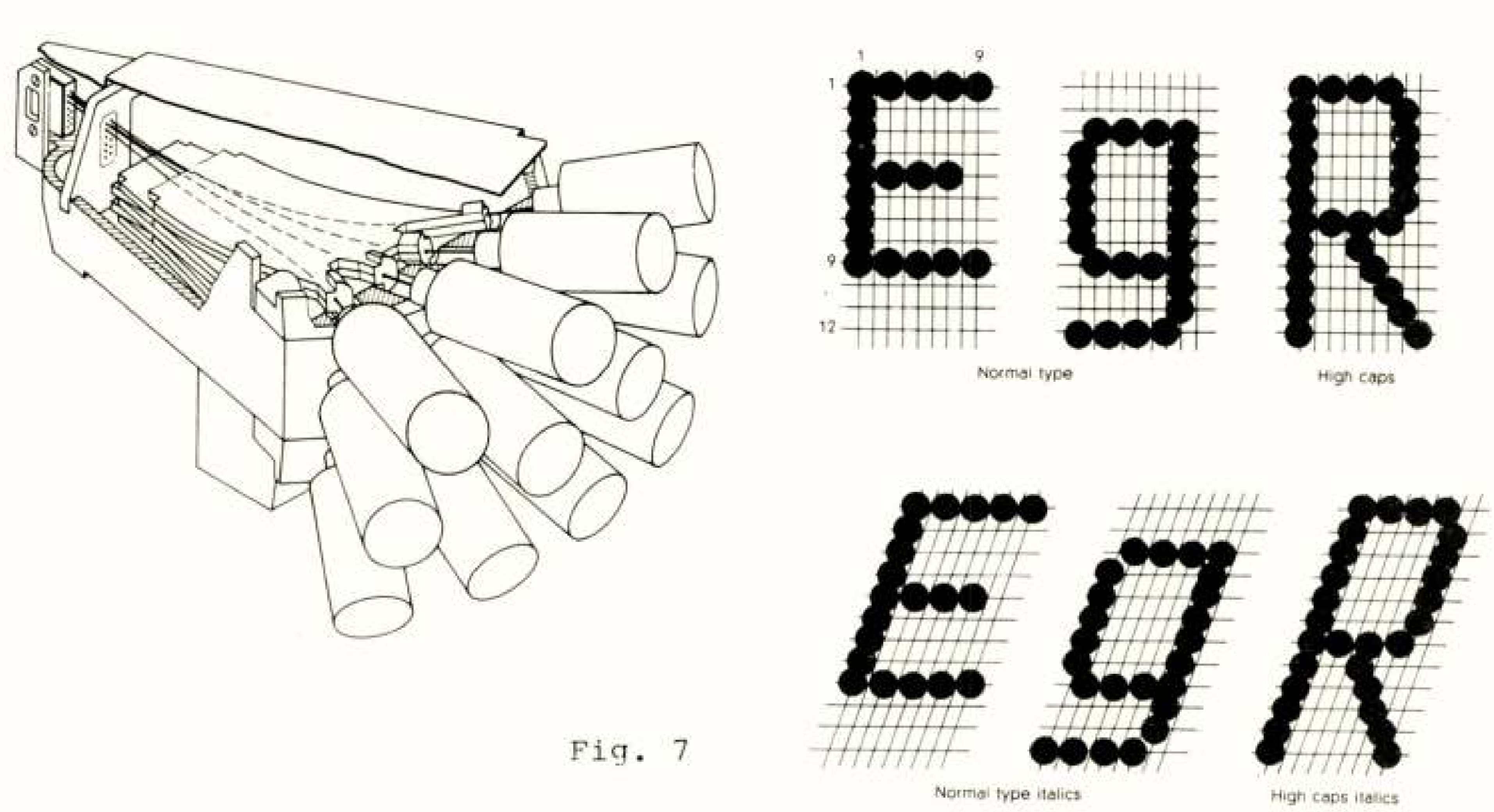


Fig. 7

Voordracht gehouden op 6 maart 1979 in het Jaarbeurscongrescentrum te Utrecht, tijdens een gemeenschappelijke vergadering van het NERG (nr. 278) en de Sectie Telecommunicatietechniek KIVI.

U R S I

Herdenking zestigste verjaardag Internationale Wetenschappelijke Radio Unie, U.R.S.I., Brussel, 17-18 September 1979.

In Juli 1919 besloot de Consell Internationale de Recherches (later I.C.S.U.) tot de stichting van verschillende Unies, waarvan de U.R.S.I. er een was. Bij de plenaire vergadering in Helsinki werd besloten dit feit met een symposium te herdenken, en een programmacommissie, bestaande uit Professor Voge, prof. Hontoy, prof. Stumpers en prof. van Bladel nodigde een aantal sprekers uit. De eerste dag begon met welkomstwoorden van URSI president, prof. Christianson, gevolgd door de minister van P.T.T., Urbain. Professor Dieminger behandelde de geschiedenis van het ionosfeer onderzoek. Hij herinnerde aan de Nobelprijs van 1908 voor Marconi en Braun voor hun bijdragen tot het practisch gebruik van electromagnetische golven. Lee de Forest schatte al in 1912 de hoogte van de reflecterende laag op 62 mijl. In 1925 deden Appleton en Barnett preciesere metingen in Engeland en in 1926 Breit en Tuve in de Verenigde Staten. Mögel en Dellinger maakten attent op de plotselinge storingen in de ionosfeer, Tellegen vond in 1933 het Luxemburg effect. De verstrooiing van straling is nog niet volledig onderzocht. Volgend jaar zal de Europese Incoherente Verstrooiings meetinstallatie EISCAT, in Noorwegen hierover uitsluitsel moeten geven. Booker behandelde de zich voortplantende ionosfeer storingen (T.I.D. = travelling ionosheric disturbances). Sinds 1975 wordt het pluim phenomeen bestudeerd, waarbij plasma snelheden tot 300 m/s zich in vele richtingen ontwikkelen aan de equatoriale avondhemel. Booker behandelde ook de compressie golven in het ionosherisch plasma, die door zwaartekracht golven in de neutrale atmosfeer veroorzaakt worden. Esaki behandelde de vooruitgang op het gebied der halfgeleiders, bijv. zonnecellen met een rendement van 16 tot 20%. Hewish besprak de vooruitgang in de radioastronomie sinds Jansky en Grite Reber, met de interferometers en de "Aperture synthesis". Hij beschouwde de jaren 60 tot 70 als de gouden tijd van de radioastronomie. De quasars in 1963 gevonden, werden later verklaard door de gravitatie ineenstorting van grote sterrenconcentraties in het centrum van melkwegstelsels. De ontdekking van de achtergrondstraling van 3°K door Penzias en Wilson was een sterke aanwijzing ervoor, dat ons universum meer dan tien milliard jaar geleden uit een gecondenseerde phase ontstond. Onverwacht was ook de vondst van de pulsars, neutronen sterren met een massa gelijk aan die van de zon, geconcentreerd in een straal van 10 km. De afnemende periode van de pulsar is te verklaren uit de algemene relativiteitstheorie, door energieverlies ten gevolge van gravitatiegolven. Prof. Bossy herinnerde eraan, dat koning Leopold al in 1907 de firma Marconi opdracht gaf voor radioverbindingen in en met de Kongo. Later kwam de koning in contact met professor Robert Goldschmidt, die al in 1903, 23 jaar oud, een radiolaboratorium had gesticht in Brussel, en verbindingen met Namen en Luik tot stand had gebracht. Prof. Goldschmidt, een origineel en kapitaalkrachtig man construeerde de eerste belgische Zeppelin, die in 1909 vloog, een hout verbrandende locomotief voor de Kongo en, in zijn vrije tijd, ontwierp hij een soort Hoovercraft, die een ton vracht en vier passagiers met 20 knopen snelheid kon vervoeren. Tussen 1910 en 1912 bouwde Goldschmidt twaalf stations voor radioverbindingen over 2500 km langs de rivier de Kongo, en in het paleis te Laeken een 300 KW zender. Hij was overtuigd van het belang van internationale samenwerking en op zijn initiatief kwamen in 1913 afgevaardigden van Frankrijk, Italië, Duitsland, Oostenrijk, Belgie en Nederland in Brussel bijeen om de Commission Provisoire Internationale de Tèlégraphie sans Fil Scientifique te stichten, waarvan koning Albert de erevoorzitter werd. Goldschmidt werd secretaris-generaal, en bleef dat ook bij de URSI tot zijn overlijden in 1935. Decaux sprak over de URSI in de periode 1919 tot 1939. In 1927 komen de namen Appleton, Smith Rose, Dellinger en van der Pol voor het eerst op. Zij drukten vele jaren hun stempel op de URSI. Prof. Groszkowski zou gesproken hebben over de radiowetenschap 50 jaar geleden. Hij herinnerde aan een voordracht van Marconi van 1927, waarin o.a. gezegd werd: "I hope I shall not be thought too visionary if I say it may perhaps be possible that some day electromagnetic waves will be used for the transmission of power". Hij herinnert ook aan Yagi's bijdrage van 1928 "Beam transmission of ultra short waves". Met de antennes, die sinds zijn naam dragen maar ook een magnetron split-beam oscillator op 40 cm. Prof. Groszkowski was door ziekte verhinderd, maar zijn bijdrage is afgedrukt in de Proceedings. Sir Granville Beyon besprak de URSI na de tweede wereldoorlog, met de uitbreiding tot negen commissies en 34 lidlanden. Prof. Prirogyne herinnerde in een boodschap eraan, dat niet-lineaire trillingen in de chemie de basis van de informatieoverdracht tussen en in cellen vormen. Mr. Mili, secretaris-generaal van I.T.U. sprak over de hulp, die de radiocommunicatie aan de ontwikkeling geeft. Hij wees erop, dat generaal Ferrié, destijds president van de U.R.S.I. namens de deelnemers de welkomstspeech van de nederlandse minister beantwoordde bij de eerste CCIR vergadering van 1929, en dat van der Pol, erepresident van U.R.S.I. de eerste Directeur van het CCIR werd in 1948. Uit generaal Ferrié speech citeerde hij: "Nous pourrions être légitiment dief du résultat de nos travaux, qui sont désormais associés à ceux de la geophysique et à ceux de l'astrophysique". Mr. Mili vestigde de aandacht op de vele seminaria, die I.T.U. regionaal organiseert, zes-

tien in de laatste vier jaar met 1052 deelnemers uit 130 landen. Prof. Grivet gaf een overzicht van de vooruitgang op het gebied van atomaire klokken, televisie, en signaalverwerking (bijv. tomographie). Prof. Roy Radner behandelde de economische waarde van informatie. De informatie is waardevol, omdat ze relevant is voor het nemen van een beslissing. De vraag is, wat kost het me om de informatie te krijgen en, wat brengt het me op, omdat ik een betere beslissing neem, die geld bespaart. Een interessante bijdrage. Mr. S. McBride (Nobelprijs vrede 1974) sprak over het onderwerp: "Radiocommunications and International Relations". Hij herinnerde aan de problemen, die kunnen ontstaan, omdat radio en televisiesignalen grens overschrijdend zijn, bijv. bij satelliet televisie. Overigens is televisie in veel landen nog van weinig betekenis. Van de 134 ITU landen zijn er nog slechts drie, die geen eigen radio omroep hebben.

Nederland was, evenals bijna alle lidlanden in Brussel vertegenwoordigd. Prof. van der Laan vertegenwoordigde ook de I.A.U., ir. Noordanus en ondergetekende waren er ook. De Proceedings werden ter plaatse verkrijgbaar gesteld. De nationale URSI Comité's krijgen er een aantal ter distributie. Ik hoop, dat de nederlandse TH-bibliotheken er een ter beschikking zullen krijgen. Koning Boudewijn, beschermheer van het Symposium, was aanwezig bij de voordrachten van Esaki en Hewish.

Plenaire Vergadering van de U.R.S.I. in Washington D.C., Verenigde Staten, 10 tot 19 augustus 1981.

Tegelijk met de U.R.S.I. Plenaire Vergadering van 1981 worden drie Symposia georganiseerd: Remote Sensing (11 en 12 augustus), mM en submM golven, (13 en 14 augustus) en Mathematische modellen in radiopropagatie (17 en 18 augustus). Voor Remote Sensing is J.O. Thomas (U.K.) voorzitter van een voorbereidingsgroep. Voor Mathematische modellen is dr. J. Wait voorzitter van de voorbereidingsgroep. Voor mM en submM golven zijn enige contacten gelegd. Behalve deze multi-Commissie symposia zullen de Commissies G(Ionosfeer), en J(Radioastronomie) hun technische zittingen weer de vorm van een open Symposium geven, mogelijk ook Commissie H (Plasmas). Het Bestuur van de U.R.S.I. ziet gaarne suggesties tegemoet van onderwerpen, die in de technische vergaderingen van de commissies behandeld zouden kunnen worden. Wie een geschikte bijdrage heeft voor een der open symposia kan dit ook opgeven. (Lidmaatschap van het URSI-Comité is niet nodig, beoordeling zal naar het abstract geschieden).

Daar professor Hontoy nog niet geheel hersteld is van een ernstige ziekte, zal professor van Bladel optreden als Secretaris-Generaal van U.R.S.I. tot 1981. Hij is professor aan de Universiteit van Gent. Het U.R.S.I. Secretariaat blijft voorlopig van Nieuwenhovenstraat 81, B 1180, Brussel, Belgie, waar mevr. Stepanovitch administratief secretaresse is.

F.L.H.M. Stumpers.

VAN HET BESTUUR

OBSCURITÉS ESTRANGES et l'INNOVATION CRÉATRICE ÉLECTRONIQUE

Het leven van Christiaan Huygens kreeg dit jaar terecht veel aandacht. Een goed overzicht van zijn leven en werk van de hand van Prof.Ir. E. Goldbohm vinden we in nr. 2 van deze jaargang. Tot ons, levend in een periode van technische innovatie naast fundamentele research, heeft Huygens veel te zeggen.

Komen ontdekkingen uit de lucht vallen en voegen verschijnselen zich eenvoudig tot theorieën, die dan ook nog leiden tot maatschappelijk relevante toepassingen; hoe komen wij met deze vragen van duisternis tot klaarheid? Reeds onze verre voorouders maakten onderscheid tussen natuurlijk licht (lumen naturale) en bovennatuurlijk licht (lumen supranaturale). Aansluitend bij deze denktrant onderscheidden zij de studie van de natuur, de physica, naast de metaphysica, die zich richtte op een dieper inzicht in een wereld achter de rechtstreeks waarneembare. Steeds nog verwijst het embleem van de Utrechtse Universiteit naar die helende zon, waarvan sprake is in de laatste regels van het oude testament.

Staan wij nog even stil bij Huygens 'Traité de la Lumière', dan valt het ons op dat hij zich realiseerde slechts met behulp van anderen in staat te zijn geweest om klaarheid te brengen in de vreemdsoortige duisternis:

> *Je reconnois estre beaucoup redevable à ceux qui ont commencé les premiers à dissiper l'obscurité estrange où ces choses estoient enveloppées.*



Christiaan Huygens (1629-1695)
geleerde in een land van kooplieden

Een groot beroep wordt er gedaan op ons vermogen met een spelende geest te komen tot vernieuwingen in het elektronisch denken en doen. Nederlandse bedrijven (vooral de kleine en middelgrote) op het gebied van de instrumentatie hebben grote moeite om niet achterop te raken, zo beluisterden we bij de opening van Het Instrument. Een dringend beroep werd er bij die gelegenheid

gedaan op de vernieuwende kennis en kunde die in het wetenschappelijk onderwijs beschikbaar zijn. Reden voor deze instellingen, waarvoor 30 speciale inspecteurs zullen worden aangewezen (mogelijk te onttrekken aan de kleuterleiding) om wat minder overmatig bezig te zijn met eigen strukturen. Geldstromen zullen (ook de Regering is aan het innoveren) in de toekomst in meerdere mate worden geleid naar het universitaire onderzoek, waarin ook kontract-research bevorderd gaat worden.

CHIPS THAT PASS IN THE NIGHT

Betrekkelijk onopvallend maar razend snel verovert de micro-elektronica de markt. Terecht is deze technologie in al haar uitwerkingen, evenals de moderne biologie en de genetic engineering, grote aandacht waard overal waar het gaat om de bevordering van geavanceerde research en snelle inpassing in allerlei onderwijsvormen. De onderwijscommissie van het NERG kan op dit punt goed werk doen. Er is overigens tussen Kethel en Overschie nog steeds geen 'Silicon Valley' ontstaan. Niemand kent ook de maatschappelijke uitwerking van deze nieuwe technologie. Hoe leven we ermee? Een vraag, die het hooggeleerde NERG-lid Davidse te berde bracht tijdens het in de TH-Twente gehouden Symposium en die ook grote aandacht ontving in de dagbladpers.

Ainsi dans la flamme d'une chandelle, estans distinguez les points A, B, C; les cercles concentriques, descrits autour de chacun de ces points, representent les ondes qui en provienent. Et il en faut concevoir de mesme autour de chaque point de la surface, et d'une partie du dedans de cette flamme.

Mais comme les percussions au centre de ces ondes n'ont point de suite reglée, aussi ne faut il pas s'imaginer que les ondes mesmes s'entresuivent par des distances égales: et si ces distances paroissent telles dans cette figure, c'est plutost pour marquer le progrez d'une mesme onde en des temps égaux que pour en representer plusieurs provenues d'un mesme centre.



Licht in de duisternis; Huygens baseerde zijn voortplantingshypothese op de theorie van de botsingen (Traité de la Lumière, 1690).

EUROCRATISCH APPÈL

De Europese organisatie van elektronica-verenigingen (EUREL), die op het ogenblik geleid wordt door de Oostenrijkse Dpl.-Ing. Hans Haindl, heeft intussen een resolutie voorbereid aan het adres van de regeringen van de EEG-landen, waarin op allerlei aspekten van de micro-elektronica ingegaan wordt. In de inleiding lezen we:

In the opinion of EUREL, developed societies now face imminent changes at least as large as those of the industrial revolution of the 18th and 19th centuries, and likely to be completed in a far shorter time. In order to secure the future well-being of the peoples of Europe, it is essential that public policy is directed towards the fullest and most beneficial exploitation of the new technology, whilst at the same time taking steps to avoid negative social consequences which might arise during the transitional period.

De leuze 'micro-elektronica moet' zal het, zeker bij Fransen en Italianen, beter doen dan de kreet 'melk moet'. EUREL roept ook op tot deelname aan het Congres EUROCON '80, dat van 24-28 maart 1980 in Stuttgart gehouden zal worden.

IN DE SCHADUWEN VAN MORGEN

In het licht van wetenschap en ontwikkeling blijft de toekomst in veel gevallen toch een gesloten boek. Zitten bepaalde ontwikkelingen in de lucht? Vraagt de maatschappij er om of schept de fabrikant de behoefte?

Deze vragen doen zich nu ook in hoge mate voor met betrekking tot de elektronica en de radio wetenschappen. Het NERG-lid Prof. J.J. Geluk (in het NERG tegenwoordig vader en zoon) heeft in een krantenartikel en tijdens een recente vergadering reeds gewezen op de politieke geladenheid van de omroeptechniek (zoals o.m. bleek op de Wereld Radio Conferentie in Genève). Daarnaast zijn er de tegengestelde opvattingen over het vak zèlf tussen de beroepsbeoefenaren. Huygens, die in bepaalde opzichten het werk van Galilei voltooide, was het met Newton over de voortplantingswijze van het licht beslist niet eens. We mogen aannemen dat ze dit samen hebben bepraat, die ene keer dat ze beiden spraken op een colloquium van de Royal Society (22 juni 1689). Huygens sprak daar overigens over de zwaartekracht.

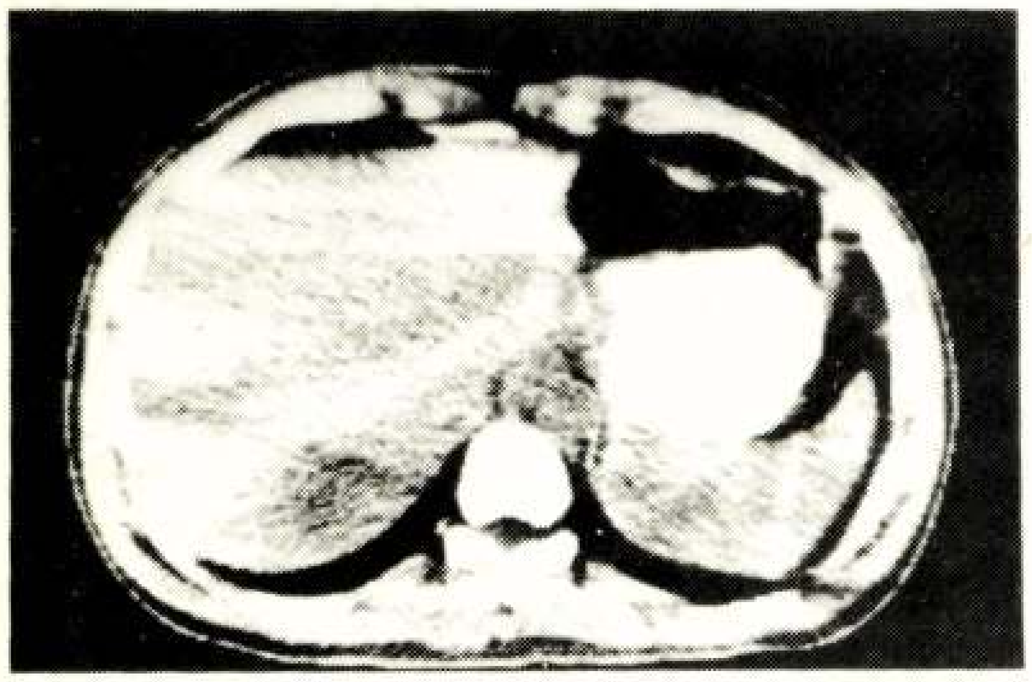
Bezien we ontwikkelingen van de elektronica als historische processen, dan merken we op dat er zich erg verschillende tijdkonstanten voordoen. Zo duurde het ong. anderhalve eeuw na de ontdekking van de infrarode straling tot er (mede dankzij geavanceerde elektronische technieken) betrouwbare thermische afbeeldingen konden worden gemaakt.

Nu er over de hele linie meer technologie ontwikkeld is, zien we de tijd tussen de eerste brainwave en het prototype wat korter worden. Toch duurde het voor het vidicon nog ong. vijftig jaar; de combinatie van bestaande röntgenapparatuur met bestaande computers bracht in enkele jaren een stormachtige ontwikkeling van de computer-tomografie, waarvoor dit najaar de Nobel-prijs voor geneeskunde werd verleend.



Warmtebeeld van de Delftse binnenstad. Rechts de Nieuwe Kerk, links het Stadhuis, daartussen die mooie markt die tot parkeerplaats degradeerde.

Waar gaan we in het nieuwe jaar naar toe? Ons genootschap zal dan 60 jaar bestaan. Veel NERG-leden zijn op het ogenblik bezig nieuwe leden te winnen. Er kwam voor dit doel een kleurige folder gereed, die op aanvraag beschikbaar is.
We zullen ons jubileum op verschillende plaatsen vieren. In februari komt er in het Gooi een feestelijke avondvergadering gewijd aan de historische en maatschappelijke kanten van de omroeptechniek. In mei zal er in Eindhoven een dag gewijd zijn aan het verleden en de toekomst van ons vak. Hiervoor werd o.a. uitgenodigd Prof. Freeman, direkteur van de Science Policy Research Unit, Sussex University.



De computer-tomografie, voorbeeld van creatieve innovatie, zorgde voor een onverwachte doorbraak in de gezondheidszorg. Vreemd genoeg werd het ontwerp aanvankelijk geweigerd door een viertal grote firma's op het gebied van de röntgentechniek.

Als Bestuur spreken we niet over een 'heilsplan', zoals onze minister-president, die graag eigen woorden verzint Liever een leuk en leerzaam plan, waarvoor de leden nog steeds suggesties kunnen doen. In deze rubriek slechts wat nieuws uit het NERG, met zo nu en dan een enkel anagram of cryptogram. Men houde daarom het NERG-tijdschrift binnen handbereik voor het geval er binnenkort weer stuifsneeuw wordt voorspeld....

W.H.

STATUTEN EN HUISHOUDELIJK REGLEMENT

Deze aflevering van het tijdschrift gaat vergezeld van een "bijsluiter" in de vorm van statuten en huishoudelijk reglement. Het betreft hier een nieuwe versie, die is vastgesteld op de algemene vergadering van 29 maart j.l. De aanleiding tot deze nieuwe versie was het in werking treden van het nieuwe verenigingsrecht, zoals vastgelegd in boek 2 van het Nieuwe Burgerlijk Wetboek. Het NERG voldeed op enkele punten niet aan de nieuwe wettelijke voorschriften. Om een vereniging met volledige rechtsbevoegdheid te blijven was het daarom nodig de statuten te corrigeren, de herziene statuten in een notariële akte te laten vastleggen en de vereniging in te schrijven in het verenigingsregister van de Kamer van Koophandel en Fabrieken te Den Haag.

Van deze gelegenheid is gebruik gemaakt om de statuten ook op enkele andere punten te herzien. De voornaamste ingreep betreft het omzetten van de examencommissie in onderwijscommissie, een logische consequentie van de veranderingen die plaatsvinden op examen- en onderwijsgebied: een groot deel van de examenactiviteiten is overgedragen aan de Vereniging tot bevordering van Elektrotechnisch Vakonderwijs in Nederland en het Post Academisch Technisch Onderwijs begint meer en meer op gang te komen.

Tenslotte diende het huishoudelijk reglement weer in overeenstemming te worden gebracht met de nieuwe statuten.

Hoewel statuten en huishoudelijk reglement geen fascinerende lektuur vormen meent het bestuur dat alle leden recht hebben op een nieuwe tekst. Doel en werkwijze van de vereniging, haar bestuur en commissies gaan alle leden ter harte. Bladert U het boekje eens door en wellicht is dit voor u aanleiding Uw interesse voor het wel en wee van het NERG in daden om te zetten.

G.A.van der Spek
secretaris.

NERG 1920 1980

VAN DE REDACTIE

Ons lid Prof.dr. H. Bremmer werd ter gelegenheid van zijn 75e verjaardag gehuldigd, door aan hem een speciaal nummer van "Radio Science" op te dragen. Op 29 maart werd een eerste exemplaar aan hem overhandigd tijdens een werkvergadering van het genootschap. Wij publiceerden hierover reeds op pagina 179. Het NERG was nauw betrokken bij het tot stand komen van dit nummer.

De redactie wist de hand te leggen op een klein aantal exemplaren. Hieronder is de inhoud ervan afgedrukt. Leden die zulk een "Bremmer nummer" willen ontvangen teneinde het op hun gemak te kunnen bestuderen, worden verzocht dit aan te vragen bij ondergetekende. Toezending geschiedt om dit feestelijk gebeuren luister bij te zetten. Er zijn dus geen kosten voor de ontvangers aan verbonden.

Ir. M.Steffelaar
Nestorlaan 25
Eindhoven



RADIO SCIENCE Volume 14, Number 2 Mar–Apr 1979

SPECIAL ISSUE: PROFESSOR H. BREMMER

Contents



I.E.E.E. BENELUX SECTIE
SECTIE AUTOMOBIELTECHNIEK KIvI
SECTIE TELECOMMUNICATIETECHNIEK KIvI

NEDERLANDS ELECTRONICA- EN RADIO GENOOTSCHAP.
282ste werkvergadering

UITNODIGING

Voor de studiedag over **Automobielelectronica** op dinsdag 23 oktober 1979 in de H.T.S. Autotechniek, Condorweg 10 te Apeldoorn.

PROGRAMMA

09.30 uur	Ontvangst en koffie.
10.00 uur	**Prof. Ir. W.A. Koumans** (T.H. Eindhoven) Systeemfuncties in de auto van de toekomst.
10.30 uur	Ir.J.B.Klaasens(T.H.D.) Betrouwbare regeling van efficiënte electrische voertuigen.
11.15 uur	Koffiepauze.
11.45 uur	**Prof. Ir. J.L. de Kroes** (T.H. Delft) Route-geleiding
12.30 uur	Lunch.
14.00 uur	Ir.T.T.J.Jaspers Perfectionering van ontstekingssystemen.
14.45 uur	Theepauze.
15.00 uur	Excursie door laboratoria en praktijkruimten van de school. De te bezichtigen opstellingen zijn: 1. Hydraulica-aandrijftechniek 2. Voertuigtechnische metingen 3. Elektrische machines in de auto 4. Elektrische ontstekingssystemen 5. Electrocar 6. Uitlaatgasproefstand





Aanmelding dient te geschieden door inzending van de aangehechte kaart, gefrankeerd met 40 cent. Vanwege plaatsruimte is het aantal deelnemers beperkt tot 80.
Indien er meer aanmeldingen zijn wordt aan de betrokkenen tegenbericht gestuurd, als voor de sluitingsdatum is ingeschreven.

Gelieve voor deelname aan de lunch de lunchkosten ad. *f* 12,50 over te maken op postgiro 3099125 t.n.v. Penningmeester I.E.E.E. te Waalre.

BEREIKBAARHEID VAN DE HTS-AUTOTECHNIEK, CONDORWEG 10, APELDOORN.

1. Komende per trein.

- **a. te voet** (ca. 15 min.): vanuit station links; over de spoorwegovergang, dan links de Parallelweg op tot het eind, waar de HTS is gelegen.
- **b. per bus:** vanuit station rechts naar het busstation aan het Sophiaplein; per stadsdienst E tot halte Mezenweg; verder te voet via de Kayersdijk naar de Condorweg.

2. Komende per auto.

- a. vanuit de richtingen **Amersfoort, Deventer, Zutphen** en **Zwolle** via de A50 en/of A1 (E8); afslag Apeldoorn-Zuid, dan linksaf richting Apeldoorn-Zuid (Kayersdijk); Kayersdijk geheel afrijden (ca. 3 km.) tot Parallelweg, rechtsaf en 300 meter verder ligt het parkeerterrein van de school.
- b. vanuit de richting **Arnhem** de N93 (Arnhemseweg) volgen tot voorbij Beekbergen; onder de A1 (E8) door en bij de eerstvolgende verkeerslichten rechtsaf (Laan van Malkenschoten); ca. 15 km. doorrijden tot T-kruising en dan linksaf de Kayersdijk op. Deze geheel afrijden (ca. 3 km.) tot Parallelweg, rechtsaf en 300 meter verder ligt het parkeerterrein van de school.



Namens de samenwerkende verenigingen
Ir. G.J.A. Arink
Secr. I.E.E.E. Benelux Sectie

VARIA

Uitreiking Vederprijs 1978

Jaarlijks wordt door de Stichting Wetenschappelijk Radiofonds VEDER onderzocht of een prijs kan worden toegekend aan één of meer jongere onderzoekers, die op het gebied van radio-telecommunicatie en elektronica baanbrekend wetenschappelijk werk hebben verricht.
Dit jaar werd een prijs toegekend aan Ir. C.B.Dekker.
Op maandag 3 september 1979 werd deze prijs met medaille uitgereikt door Mevr. C.E. van Hoboken-Veder. Wegens een spoedig vertrek van Ir. Dekker voor een jaar naar de U.S.A. werd deze prijs tijdens een besloten plechtigheid uitgereikt op het Philips Natuurkundig Laboratorium.



Samenvatting considerans zoals uitgesproken door Prof.Dr.Ir. J.L. Bordewijk.

De prijs is toegekend aan Ir. C.B.Dekker op grond van vindingrijkheid, inzicht, realisatievermogen en daadkracht waarmede hij het idee van zgn. "getemde-FM", oorspronkelijk gelanceerd door Ir. F. de Jager, geanalyseerd en vorm gegeven heeft.
De spreker wees er verder op dat dit onderwerp precies past bij het historisch gebied en het Vederfonds.
Het vereist bovendien grote moed om in zo'n terrein nog eens aan de gang te gaan, want op het eerste gezicht lijkt het al een volledig uitgekamd terrein.

UIT HET NERG

LEDENMUTATIES

Voorgestelde leden

Ir. P.M. van den Avoort, Azalealaan 8, Waalre
Ir. R.C. Barendregt, van Hasseltlaan 311, Delft
Ir. P. Bernauer, Forellendaal 255, Den Haag
Ir. J.B. Buchner, Javalaan 23, Hilversum
R.W. Budding, Schubertstraat 14, Bunschoten
Ir. L. van der Hoek, Griegstraat 183, Delft
Ir. W.E. Knip, Postbus 171, Wassenaar
Ir. L.H.A.M. Melis, Rodenburg 17, Gouda
Ir. A. Mawira, Nassaulaan 12, Leidschendam
Ir. J. Mol, Vrijenbansestraat 13, Nootdorp
Ir. J.M.G.A. Ouderling, Fakkelgras 36, Leiden
J. Quist, 't Hert 140, Leidschendam

Nieuwe leden

Ir. R.H. Boon, De Roerdomp 111, Purmerend
Ir. A. de Kooter, Schweitzerplein 15, Gouda
Ir. P. Leever, Boekweitakker 10, Doorn

Nieuwe adressen van leden

Dr.ir. D.E. Boekee, Koetlaan 27, Delft
Ir. C.A.M. Boon, Mozartlaan 1, kamer 751, Delft
Prof.ir. E. Goldbohm, Parnassialaan 24, Bentveld
Ir. P.B. Hesdahl, Paduaweg 75, Den Dolder
A. Ommering, Brederode 1, Leidschendam
Ir. L. Ongkiehong, c/o Petroleum Development (Oman)
P.O. Box 81, Muscat,
Sultanate of Oman
Ir. G. Radstake, Laan van Vollenhove 366, Zeist
Dr.ir. H.F.A. Roefs, Middelplaat 66, Emmeloord

NEDERLANDS ELECTRONICA- EN RADIO GENOOTSCHAP
(283ste werkvergadering)
SECTIE TELECOMMUNICATIETECHNIEK KIvI
BENELUX SECTION IEEE

UITNODIGING

Voor de vergadering op donderdag, 8 november 1979, in de Marconizaal van het NOS hoofdgebouw, Sumatralaan hoek Insulindelaan te Hilversum.
Onderwerp: **Electronische Omroeptechniek.**

PROGRAMMA:

9.30 uur:	Ontvangst en koffie
9.50 uur:	**Ir. S.J. Nooteboom** (directeur facilitair bedrijf NOS) "Omroep in de zich ontwikkelende technologie"
10.20 uur:	koffie
10.40 uur:	**Ir. C.J. Hagenbeek** (manager divisie TV productie NOS) "Toepassingsmogelijkheden van Beeldmengers en Trucage apparatuur bij het maken van TV-programma's"
11.40 uur:	**Ing. F.L. Stok** (Philips ELA) "Tweede generatie kleuren TV camera's voor electronische Nieuwsgaring"
12.50 uur:	Lunch in het zelfbedieningsrestaurant van de NOS
14.00 uur:	**Prof. Dr. Ir. J.J. Geluk** (hoofd afd. Technische Ontwikkelingen, Radio-Nederland Wereldomroep) "Frequentiespectrum voor de Omroep; WARC '79"
14.40 uur:	**Ing. H.J. van der Heide** (laboratorium NOS) "Audio transmissie over smalbandige Transmissiekanalen"
15.30 uur:	**Ing. H. Dorreboom** (laboratorium NOS) "Electronica in de Audio techniek"
16.15 uur:	Sluiting, gevolgd door aperitief aangeboden door de Directie NOS.

Aanvankelijk was deze vergadering bedoeld een herhaling te zijn van de vergadering van 13 september 1978, waarvoor velen werden afgewezen in verband met de grote belangstelling. Gezien de voortschrijdende techniek bleken het programma, de lezingen en demonstraties te moeten worden aangepast. Ook zal er meer tijd zijn voor dicussie.
Degenen die per trein reizen, kunnen uitstappen in de NS-halte Hilversum NOS, de wandeling naar het NOS hoofdgebouw duurt ca. 15 minuten, Zij die per auto reizen, kunnen op vertoon van deze uitnodiging parkeren in de parkeergarage op het NOS terrein.
De kosten van de lunch in het zelfbedieningsrestaurant dienen ter plaatse te worden voldaan.
Het aantal deelnemers is beperkt tot 110; bij plaatsing zullen zij die eerder werden afgewezen, voorrang hebben. Introducés hebben toegang voorzover er plaats is. Aanmelding dient te geschieden vóór 1 november 1979, door inzending van de ingevulde aangehechte kaart, te frankeren met een postzegel van 40 cent.

Namens de samenwerkende verenigingen,
Ir. W. Lulofs, I.E.E.E.
Laren N.H., september 1979

Conferentie Agenda

Pattern recognition in practice.
Amsterdam 21-23 mei 1980. Secretariaat Dr. E.S. Gelsema, afd. Medische Informatica, Vrije Universiteit, v.d. Boechorststraat 7, 1007 MC Amsterdam.

Inter Noise 81. Ray Congress Building Amsterdam, 6-8 october 1981. secretariaat: Inter-Noise 81, P.O. Box 85542, 2508 CE The Hague, The Netherlands.

Tijdschrift van het Nederlands Elektronica- en Radiogenootschap

Inhoud

deel 44 - nr. 5/6 - 1979

druk: Het Zuiden Eindhoven.